

2113_ Ivan Kralov (2013), *An Investigation of the Noise Generated by Wheelrail Interaction*

2114_ Anna Andonova, Simona Partinova (2013), *SMT Reflow Soldering - Typical Defects and Solutions*

2115_ Simona Partinova, Anna Andonova (2013), *Description of Methodology for Automatic Optical Inspection*

2116_ Vladimir Lazarov (2013), *Balance of the Power of Electric Generators for Wind Farms*

2117_ Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev, Bruno François (2013), *GRID-Connected PV System with MPPT Control*

2118_ Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev, Bruno François (2013), *GRID Connected Photovoltaic Systems with Limited Output Power Control*

2119_ Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev (2013), *Modeling of Photovoltaic Panels for MPPT Purposes*

2120_ Nikolay Kakanakov (2013), *Analytical ESTimation of the Delays in Local Networks*

2121_ Milko Iovchev, Dimitar Popov, Petyo Gadjanov, Nikola Tzvetkov (2013), *Oxyfuel- Technology – Current Development and the Perspective for its Commercialization in 21 Century*

2122_ Denitsa Darzhanova (2013), *Large DC Current Sensor with Hall Effect Element for Copper Electrolysis Installation Unit*

2123_ Denitsa Darzhanova, Zaharinka Gergova (2013), *Experimental Investigation of a 13 kA Current sensor with Hall Effect element for Industrial application*

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ШУМА ПРИ ДВИЖЕНИЕ НА КОЛООС ПО РЕЛСОВ ПЪТ

Иван Кралов

Резюме: В тази работа е извършено експериментално изследване на шума, предизвикан от контакта колело-релса. Направени са измервания на нивата на звуково налягане при движение на колоос по релса с постоянна скорост. Чрез числено моделиране са определени собствени честоти на колооста и релсата и са сравненени с честотите на шума. Резултатите са анализирани и са направени изводи относно честотните параметри на заглушители за този шум.

Ключови думи: шум, релса, колоос, нива на звуково налягане.

AN INVESTIGATION OF THE NOISE GENERATED BY WHEEL-RAIL INTERACTION

Ivan Kralov

Abstract: An experimental study of the wheel/rail noise generation is carried out in this paper. Measurements of the noise levels are recorded during pass by tests of a wheel axle with a constant velocity. The natural frequencies are calculated using numerical models of the system. They are compared with the frequency of the noise response. The results will be used in the process of design of noise barriers and absorbers.

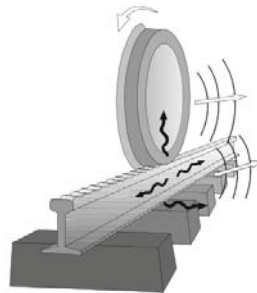
Keywords: acoustic noise, rail, wheel axle, noise-pressure level.

1. Въведение

Вредното влияние на шума е особено значимо при продължителна експозиция и високи нива на звуковото налягане. Този ефект се увеличава при едновременно въздействие върху голям брой хора. При движение на железопътни превозни средства (ЖПС) в този смисъл са актуални районите на спирки и гари, както и жилищни и работни помещения в близост до жп трасета. Свидетелство за това са големия брой изследвания и технически отчети за шума от релсови возила [1, 2, 4, 5, 6, 8, 9, 11]. При скорости под 50 km/h основно място в спектъра на излъчвания шум при движение на ЖПС е шумът от търкаляне [7]. Прието е, че този шум се дефинира като съвкупност от шума, излъчван от контактното взаимодействие между микрограпавините на контактуващите повърхности, и от структурния шум, генериран от колооста и

релсовия път. При движение на ЖПС със скорост V по неравност с дължина на вълната λ , възникват трептения с честота f , която може да се пресметне с уравнението [3, 7]:

$$f = \frac{V}{\lambda} \quad (1)$$



Фиг. 1-1 Визуално представяне на механизъм за генериране на шум при търкаляне на колооста [7]

Визуално механизмът за генериране на шум при търкаляне на колооста е представен на фиг. 1-1 [7].

Основна връзка, между трептения на твърдо тяло и нивото на звукова мощност, породено от тези трептения, се дава с уравнението [3, 7]:

$$W = c_0 \rho_0 S \langle v^2 \rangle \sigma, \quad (2)$$

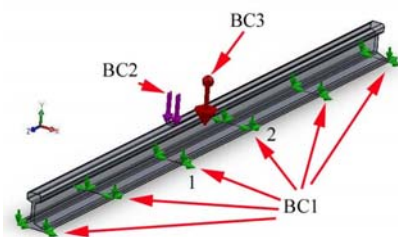
където $c_0 \rho_0$ са характеристиките на средата, с която контактува тялото (в случая импеданса на въздушното пространство), S е площта на излъчващия източник, σ е ефективността на разпространение (зависи от формата на източника по граничния преход) и v е скоростта на повърхността на източника, взета с нейната средно квадратична стойност [3, 7]. Посоката на разпространение на шума може да бъде снета, посредством масив от микрофони, образуващи дъга от окръжност, поставени в свободно звуково поле [3, 7, 10, 12].

Целта на настоящото изследване е анализът експериментални данни за нивото на звуково налягане при движение на колоос върху релсов път, разграничаването на отделните съставки на този шум, както и сравняването на честотното му разпределение със собствените честоти на елементите от системата. Анализът на тези резултати ще спомогне чрез числено моделиране да се определят параметрите на акустични заглушители на този шум.

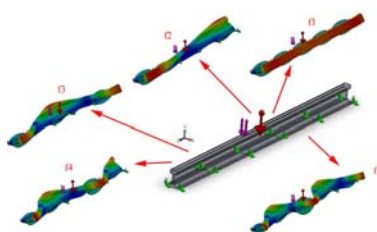
2. Числено определяне на собствените честоти на колоос и релса

От съществено значение при изследването на вибрациите и излъчваният шум е познаването на собствените честоти на трептящите елементи. В случая това са релсата и колооста. За целта е изграден 3D модел на релса UIC60, изчертан в среда SolidWorks. Върху модела са

наложени граничните условия, съответстващи на реалното захващане на релса от реален релсов път (фиг. 2-1). Лините, по които са наложени ограничения на премествания $BC1$ по трите оси X, Y и Z са разположени на разстояние $0,58m$ една от друга. Релсата е моделирана с крайни елементи, като са зададени реалните физически параметри. На фиг. 2-2 са показани първите пет собствени форми на трептене на релсата, а числените им стойности са представени в табл. 1. Резултатите са изчислени в среда на CosmosWorks.



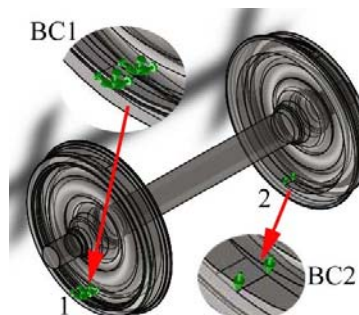
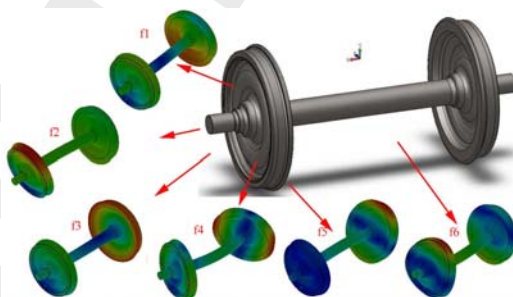
Фиг. 2-1 3D модел на релса UIC60 с вида и местата на прилагане на граничните условия. BC1 – зона на закрепване на релсата.



Фиг. 2-2 Първите пет собствени форми на изследваната релса при зададените гранични условия.

Таблица 1

Собствена честота №	Честота в Hz
1	232,65
2	254,09
3	313,76
4	392,69
5	485,96



Фиг. 2-4 3D модел на вагонна колоос с вида и местата на прилагане на граничните условия и първите шест собствени форми на първите шест собствени честоти на изследваната колоос, при зададените гранични условия.

Вагонна колоос е моделирана в среда на SolidWorks. На фиг. 2-3 е показан 3D модела на колооста със зоните и вида на приложените на гранични условия. По линия 1 са наложени ограничения на преместванията и завъртанията $BC1$ по трите оси X, Y и Z . По линия 2 са наложени ограничения на вертикалните премествания $BC2$ по ос Y . При честотният анализ на показания модел на вагонна колоос в среда на CosmosWork са изчислени първите пет собствени честоти, чиито стойности са показани в табл. 2.

Таблица 2

Собствена честота №	Честота в Hz
1	10,245
2	37,824
3	58,517
4	90,99
5	112,08

Собствените форми на колоста при тези честоти са показани на фиг. 2-3.

3. Експериментално изследване

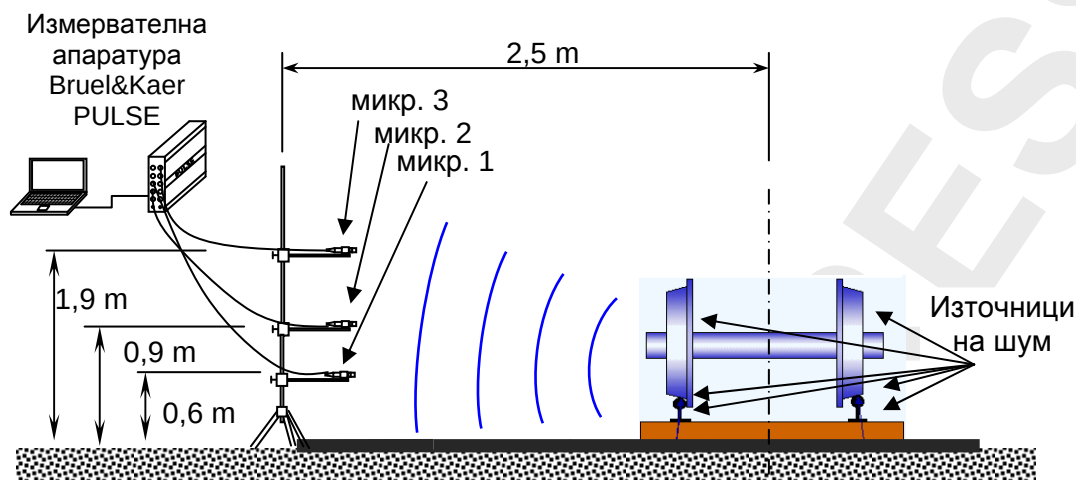
Извършено е измерване на нивото на излъчвания шум от контакта колело-релса. Последният е регистриран чрез шумоизмервателен тракт, включващ микрофони 4958, свързани към система PULSE 3560-B, производство на фирмата Bruel&Kaer, Дания. Записите и визуализациите са извършвани със софтуер на същата фирма.

Преди измерванията е извършвано калибриране на измервателния тракт с помощта на звуков калибратор. За оценка влиянието на шумовия фон, последният е записван при всяка серия от измервания. За премахване влиянието на останалите източници на шум при релсовите возила, измерванията са направени при ръчно задвижена колоос без талига, купе, двигател и др. Измерванията са проведени в свободни звукови полета, като в радиус от над 50 м зад микрофона няма прегради. Микрофонът е прецизен клас, предназначен за измерване на ниво на звуково налягане в свободно звуково поле. В съответствие със стандартните изисквания (ISO (1996-1-2003)) за всеки източник са провеждани серия от измервания и е взета тяхната осреднена стойност.

Измерванията на шума са извършени при прав хоризонтален релсов участък с основа баластова призма.

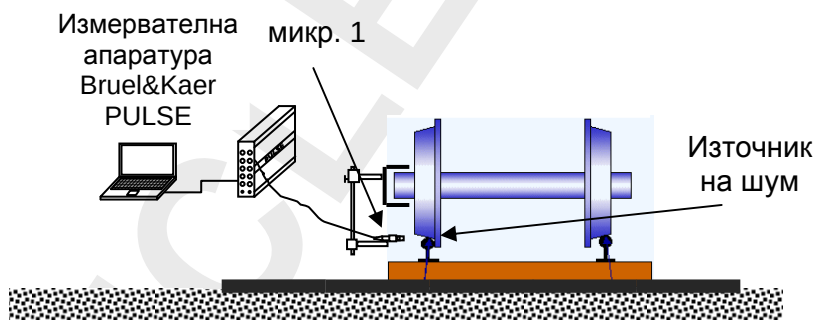
На фиг. 3-2 е дадена схемата на първия вид измерване на шума при движение на колоос върху релсов път. То цели установяване нивата на шума и честотното му разпределение на разстояние 1,5 m от външната страна на колелото и на три височини (съгл. фиг. 3-2). Направени са записи на звуково налягане при преминаване на колоос тип

50457KJ92 БДЖ5136, с постоянна скорост от 1 m/s. За премахване влиянието на останалите източници на шум при релсовите возила, измерванията са направени при ръчно задвижвана колоос без талига, купе, двигател и др.



Фиг. 3-2 Схема на първия вид измерване на шума при това изследване

Следващият вид измерване е проведено с цел отграничаване на шума, излъчван от самия контакт на колелото с релсата. Схемата на измерването на шума в този случай е представена на фиг. 3-3. За целта един микрофон (захванат неподвижно за хоризонталната букса) е поставен в непосредствена близост до контакта (фиг. 3-4). Измерването е проведено върху същия обект при същите условия.



Фиг. 3-3 Схема на втория вид измерване на шума при това изследване

За определянето на честотите, при които трябва да се очаква повишено ниво на звуковото налягане вследствие на контакта на колелото с релсата е нужно прилагането на формула (1). То изисква наличие на данни за дължините на вълните (λ) на отклоненията на профила на главата на релсовия път. Такива експериментални данни са взети от [13]. Отчитайки тези данни и скоростта на движение на колооса в табл. 3 са дадени основните честотни диапазони на възбуденото повишено ниво на шум.



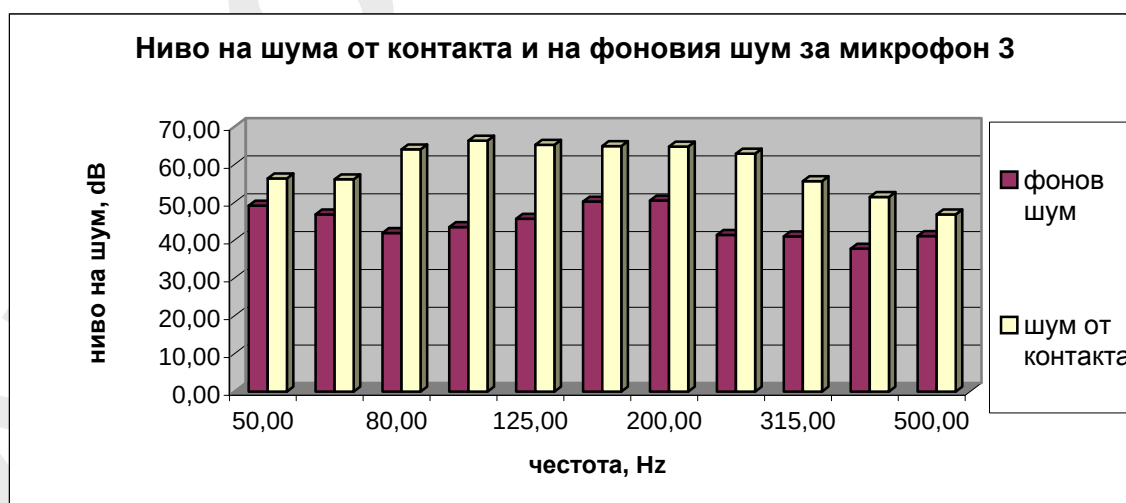
Фиг. 3-4 Постановка на втория вид измерване на шума при това изследване

Таблица 3

Дължина на вълната на отклонение в профила на главата на релсата в m	Честота на възбуждане на шум в Hz
0,008	125
0,03	33,3
2,5	0,4

4. Експериментални резултати

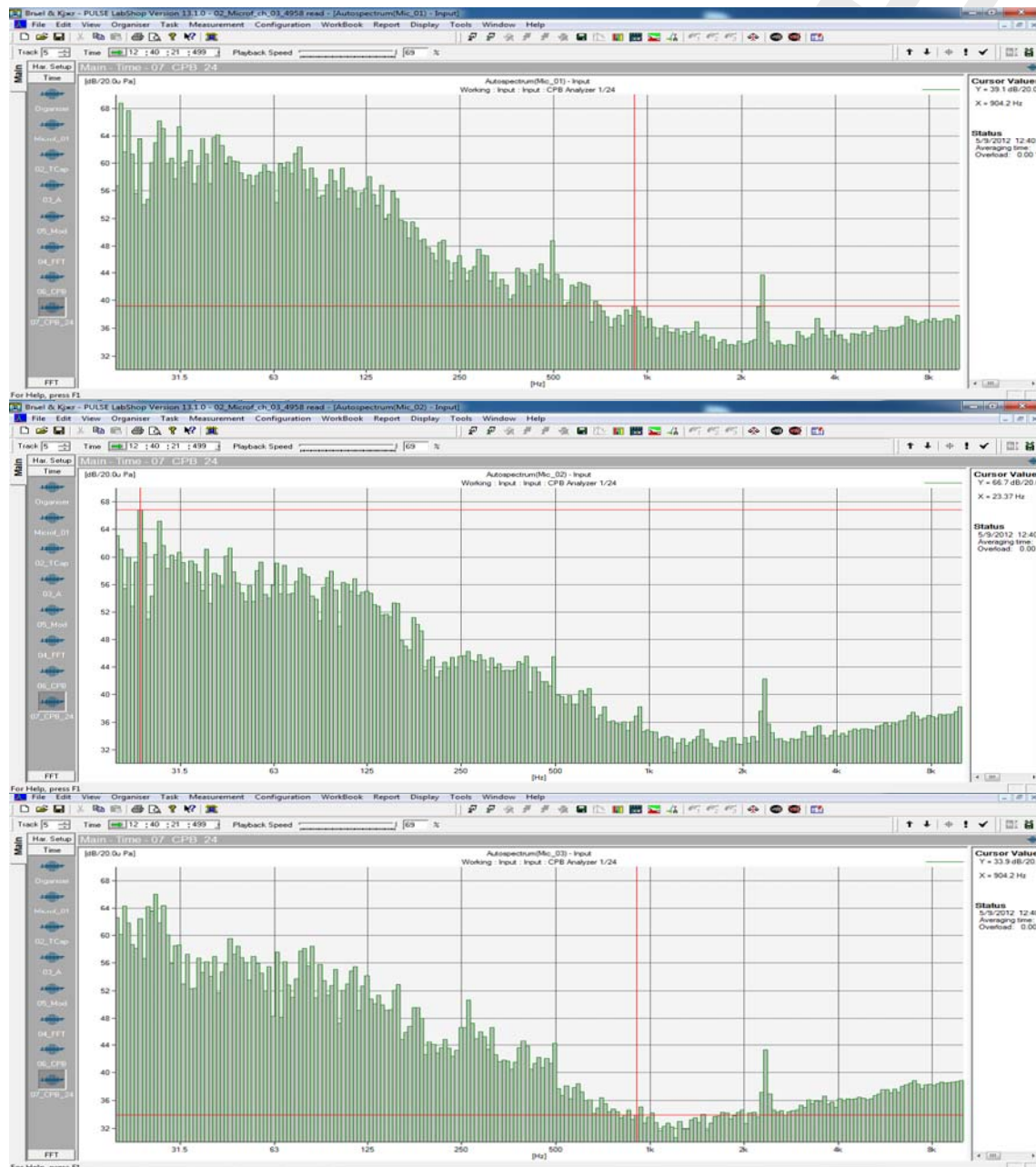
На фиг. 4-1 са показани осреднените нива на шума от контакта и на фоновия шум за микрофон №3 от първото измерване, в честотния диапазон 50 Hz – 500 Hz. Вижда се, че почти навсякъде нивото на шума от контакта превишава с повече от 10 dB нивото на фоновия шум. Това показва, че шумът, генериран от контакта колело-релса е значим и трябва да се отчита в този честотен диапазон.



Фиг. 4-1 Резултати от измерването на шума от контакта и на фоновия шум при движение на колоос по релсов път с баластова основа на разстояние 1,5 м

На фиг. 4-2 са показани записи на шума от преминаването на ко-лооста със скорост 1 m/s по релсов път с баластова основа при първия вид измерване. На най-горната фигура е шумът от микрофон 1, под него – този от микрофон 2, и отдолу е този от микрофон 3, съгл. фиг. 3-2. Нивата на звуковото налягане са представени чрез 1/24 октавен CPB анализ с фирмения софтуер на Brüel&Kjaer.

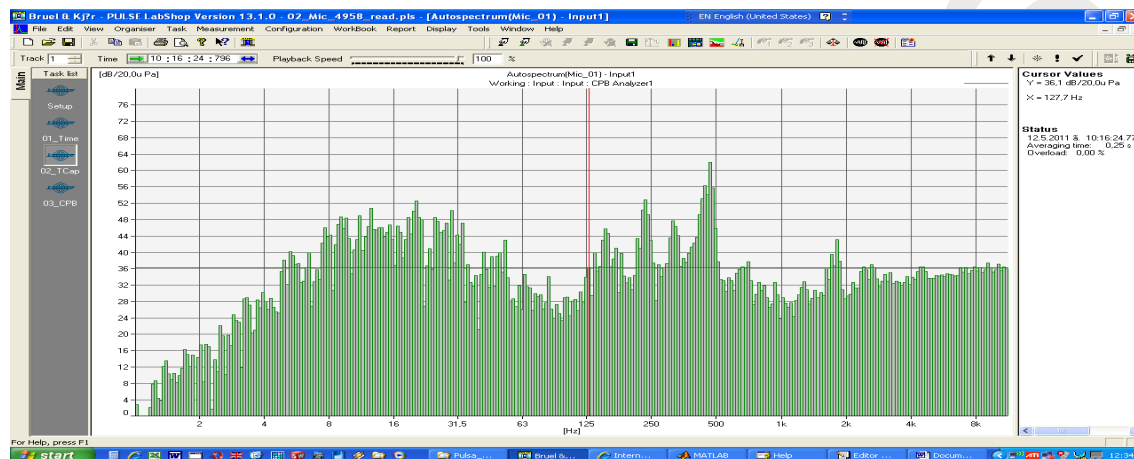
От тях се вижда еднотипното честотно разпространение на звуковите вълни при трите микрофона. Особено характерна е повтаряемостта при определени честоти на “падове” и “пикове”.



Фиг. 4-2 Резултати от измерването на шума при търкалянето на колоос по релсов път с баластова основа на разстояние 1,5 м с три микрофона

Вижда се също, че с увеличаване на височината на разположение на микрофона, нивата на звуковото налягане слабо намаляват. И в три-

те записа на това измерване има открояващи се честоти с относително високи нива на шум. Това са например честотните ивици около 240 Hz, 500 Hz, 2450 Hz и др. Сравняването им със собствените честоти на колооста или релсата показват ясно възможността за резонансни явления в тези тесноивични честотни ленти.



Фиг. 4-3 Резултати от измерването на шума от контактуването при търкалянето на колооста по релсов път с баластова основа в близост до контакта (втория вид измерване)

На фиг. 4-3 е показан записа на шума от преминаването на колооста със скорост 1 m/s по релсов път с баластова основа при втория вид измерване. Микрофонът е разположен съгл. фиг. 3-4.

И в записа на това измерване има открояващи се честоти с относително високи нива на шум. Това са например честотните ивици около 20 Hz, 28 Hz, 50 Hz, 150 Hz, 240 Hz, 400 Hz, 490 Hz и др. Сравняването им със собствените честоти на колооста или релсата показват и в този случай възможността за резонансни явления в тези тесноивични честотни ленти. Част от тези пикове съвпадат като честоти с преобладаващите честоти на отклонение в профила на релсата, което показва, че е налице и кинематично смущение от нея.

От получените резултати и анализът им се вижда, че:

- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум е съществен при ниските (20-300 Hz) и средните (300-1000 Hz) звукови честоти, докато при високите честоти нивото (под 45 dB) му е без практическо значение;
- честотното разпространение на шума във височина (от 0,6 до 1,9 m над нивото на релсата) е еднотипно;
- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при ниските звукови честоти има завишение при честоти, близки до собствените честоти на колооста и на честоти, близки до тези от кинематичното смущение от неравностите на релсовия път
- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при средните звукови честоти има завишени стойности при честоти, близки до собствените честоти на релсите.

10. Заключение

В резултат на получените експериментални и числени резултати, и техния анализ, като заключение от изследването може да се обобщи:

- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при ниските и средните звукови честоти, е съществен и трябва да се отчита при проектирането на средства за снижаване на шума от релсови возила в участъци на спирки и гари;
- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при високите звукови честоти, е относително ниско и не влияе съществено при ниски скорости на движение;
- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при ниските звукови честоти основно се дължи на структурния шум от колооста и кинематичното смущение от неравностите на релсовия път, а при средните звукови честоти от съществено значение е структурния шум на релсовия път.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] A. Hardy, R. Jones, **Rail and wheel roughness - implications for noise mapping based on the Calculation of Railway Noise procedure**, A report produced for Defra, AEATR-PC&E-2003-002.
- [2] A. Van Beek, M. Beuving, M. Dittrich, X. Zhang, H. Jonasson, F. Letourneaux, C. Talotte, M. Ringheim, **Rail Sources-State of the art-Technical Report**, Research and Technology Department Physics of the Railway System and Comfort, 05/08/2002.
- [3] Bracialli, M. Pippert, S. Cervello, **Railway noise: the contribution of wheels**, 2009, Lucchini RS.
- [4] Burkhard Schulte-Werning, D. Thompson, P. Gautier, C. Hanson, B. Hemsworth, J. Nelson, T. Paul de Vos, **Noise and Vibration Mitigation for Rail Transportation**, Systems, Proceedings of the 9th International Workshop on Railway Noise, Munich, Germany, 2007.
- [5] C. Talotte, P.-E. Gautier, D. J. Thompson, C. Hanson, **Identification, modelling and reduction potential of railway noise sources: a critical survey**, Journal of Sound and Vibration, Vol. 267 (2003), pp. 447–468.
- [6] D. Thompson, C. Jones, T. Waters, D. Farrington, **A tuned damping device for reducing noise from railway track**, Applied Acoustics, Vol. 68 (2007), pp. 43–57.
- [7] D. Thompson, **Railway Noise and Vibration**, p.6-10, p. 127-173, Elsevier, 2009.
- [8] D. Thompson, C. Jones, **A Preview of the Modelling of Wheel/Railnoise Generation**, Journal of Sound and vibration, (2000) Vol. 231(3), pp. 519-536.
- [9] M. Ogren, **Noise emission from railway traffic**, VTI Report 559, 2006.

- [10] P. Remington, **Wheel/rail rolling noise, I: Theoretical analysis**, BBN Laboratories Incorporated, Cambridge, Massachusetts, 1987.
- [11] X. Xiao, X. Jin, X. Sheng, **A Hybrid Model for Noise Generation from a Railway Wheel Due to Wheel/Rail Impact**, Noise and Vibration Mitigation, NNFM 99, pp. 278–284, 2008.
- [12] X. Zhang, **The directivity of railway noise at different speeds**, Journal of Sound and Vibration, 329 (2010), pp. 5273–5288.
- [13] Кралов, И., К. Неделчев, И. Игнатов, **Експериментално изследване на шума, генериран при движение на колоос по релсов път**, Годишник на ТУ-София, бр. 62, София, 2012.

Автор: Иван Кралов, доц. д-р инж. от катедра „Механика“ на Технически Университет – София, *email:* kralov@tu-sofia.bg

ТЕХНОЛОГИЯ НА НАСИЩАНЕ НА ПЕЧАТНИ ПЛАТКИ ПО МЕТОДА НА ПОВЪРХНОСТНИЯ МОНТАЖ – ДЕФЕКТИ И НАЧИНИ ЗА ОТСТРАНЯВАНЕТО ИМ

Анна Андонова, Симона Партинова

Резюме: В процеса на насищане на печатни платки, основна стратегия е да се сведат до минимум технологичните дефекти и смущения. Естествено, невъзможно е да се опишат в една статия всички подробности на технологията на насищане на печатни платки по метода на повърхностния монтаж, но главната ни цел е да определим причините за възникване на проблеми при монтажа и да определим насоки за тяхното предотвратяване. В статията са обобщени дългогодишни изследвания върху процеса, провеждани в ХИС АД и Pennatronics Inc. Относно критериите за качество – приемливост на продукцията или дефектност – сме се ръководили от стандарта IPC-A-610D, в който са дадени конкретни указания за проследяване резултатите от производствения процес.

Ключови думи: повърхностен монтаж, reflow спояване, печатни платки, дефекти

SMT REFLOW SOLDERING - TYPICAL DEFECTS AND SOLUTIONS

Anna Andonova, Simona Partinova

Abstract: A main strategy in the assembly process of PCBs is to reduce technological defects and faults to a minimum. It is not possible to describe all details of the SMT technology in a single article, but our main objective is to determine the key causes leading to problems and defaults during assembly as well as to define information for avoidance of such defects. The article summarizes years of research on the process conducted in HIC AD and Pennatronics Inc. The directives of the IPC-A-610D Standard are used as guidelines for determining production quality and acceptability.

Keywords: SMT, reflow soldering, PCB, defects,

1. Въведение

Технологията на насищане на компоненти с използване на повърхностен монтаж (SMT) води началото си от 60-те години на 20ти век и до днес е доминираща в електронното производство. Нещо повече, тенденцията е към намаляване на размера на произвежданите устройства и същевременно увеличаване

техните функции, работоспособност и надеждност, което води до сериозно усложняване на процеса на производство [1, 2, 3].

Спояването с технология „reflow” е един от ключовите процеси при автоматичния монтаж, по времето на който се проявяват дефектите върху печатните платки, независимо къде в процеса са допуснати грешки – от момента на проектиране до момента на самото спояване.

За настоящия анализ са използвани данните, получени от две конвейрни линии, инсталирани в Pennatronics Inc и състоящи се както следва от: Принтер за нанасяне на спойваща паста SPF2- Panasonic; Система за визуален контрол на нанесената спойваща паста Cyberoptics 2000; Автоматичен диспенсер за нанасяне на лепило HDPx- Panasonic (само за линия 1); Автомати за насищане на компоненти MSR и MPGR3 - Panasonic (за линия 1) и CM602- Panasonic (за линия 2); Пещ за спояване reflow Electrovert OmniMax и Устройства за автоматичен визуален контрол Mirtec MV-7x, както и допълнителна станция за рентгенов контрол Feinfocus.

Обобщаването и прилагането на технологичния опит в областта на автоматичния монтаж на печатни платки с използване на компоненти за повърхностен монтаж, в процеса на работа по различни проекти, доведе до повишаване надеждността на производството, облекчаване управлението на процеса и предотвратяването на възникването на типови дефекти.

2. Класификация на дефектите според източниците на тяхното възникване

Главните източници на проблеми при автоматичния монтаж можем да разделим на четири основни категории. Те се разпределят в процентно съотношение, както е показано на графиката от Фиг.1. Статистическите данни за дефектиране са получени в периода от юли 2010г. до юли 2012 г., като са изследвани процесите на насищане на повече от 30 000 печатни платки.



А) Грешки при проектирането – говорим за дефекти в процеса на насищане, но допуснати по време на проектиране на печатните платки, като неправилно разположение на компонентите върху повърхността, неправилно оразмеряване на площадките за спояване. Пример за такъв дефект е т.нар „Tombstone effect” или „Манхатън ефект” който се характеризира с повдигане на единия край на елемента, така че той не лежи върху повърхността за запояване. Една от причините за възникването на подобен дефект е различно проектирани размери на площадки на един и същ компонент - едната по-голяма по площ от другата. Така, върху по-голямата площадка се събира повече спойваща паста, която в процеса на спояване „изтегля” компонента и нарушава успоредността му с повърхността на платката.

Б) Дефекти, възникнали по време на производството на печатните платки: Най-често срещан проблем е замърсяване на спойващата повърхност. В резултат на това се влошава качеството на спойката, а също така могат да възникнат къси съединения между несвързани електрически изводи. Други дефекти от този вид са изкривяване на платките, овлажняване, което води до нарушаване на ламинирането; дефектен материал на защитната маска, която спира да изпълнява функциите си след нагриване в пещта за спояване; покриване на спойващи площадки със защитна маска или обозначителен печат, като с това се влошава качеството на спойката.

В) Дефекти причинени от технологични източници по време на преминаване на изделието през конвейера за насищане: Това са най-често възникващите дефекти. Те са свързани със следните обстоятелства: окисляване на спойващата паста, запушване отворите на стенсила, неправилно програмиране на автоматите за насищане, което води до неправилно поставяне на компоненти или неправилна ориентация спрямо посоките x и y , замърсяване повърхността на платката или спойващите повърхности на компонентите, вибрации в конвейера или неправилно позициониране на платката в конвейера.

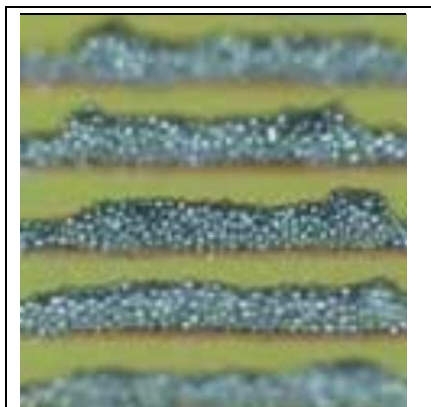
Г) Дефекти при процеса на спояване: Това са дефекти, причинени от неправилна температура в пещта за спояване – твърде висока или твърде ниска, неправилно програмиран профил на пещта – процесите на предварително нагриване или охлаждане са със сгрешени температури или продължителност. При спойка „вълна” може да се наблюдават грешки при обмокрянето на изводите с флюс, неправилно програмиране на височината на вълната λ или грешка при задаване скоростта на движение на конвейера.

3. Класификация на дефектите по видове и методи за тяхното отстраняване

По долу ще разгледаме някои често срещани дефекти в процеса на насищане на печатните платки, причините за тяхното възникване и коригиращите действия и методи за подобряване на технологичния процес.

- Неравномерно нанасяне на спойващата паста (Фиг. 2).

Причините за възникване на този дефект са механични деформации на стенсила или лошо отделяне на спойващата паста от апертурите му.



Фиг. 2. Микроскопска снимка при неравномерно нанасяне на спойващата паста

Начините за отстраняване на тези проблеми, освен подмяната на дефектирания стенсил, са: почистване отворите на стенсила използвайки материали, които не отделят влакна, като се препоръчва това да се извършва на всеки 10-15 отпечатани платки; коригиране скоростта на разделяне стенсила от повърхността на платката, като тя се съобрази с препоръките на производителя на спойващата паста и големината на апертурите; проверка, дали спойващата паста отговаря на условието, че най-малката ширина на апертурите трябва да е 5 или повече пъти по-голяма от частиците в структурата на пастата; проверка, дали отворите в стенсила, по своята форма и големина, отговарят на изискванията на стандарт IPC-7525 [4].

- Образуване на къси съединения по време на нанасяне на спойващата паста – разливане на пастата.

Най-разпространената причина за този дефект е недостатъчно опъване на стенсила върху рамката му и се отстранява чрез по-силно опъване и скъсяване на съединяващата мрежа. Освен това обаче, дефектът може да се дължи на слаба обмокряемост на пастата, като в такъв случай, се прави проверка на годността на пастата, контролира се работната температура в помещението (нанасянето на спойваща паста се извършва при температура 20-24°C и относителна влажност на въздуха 50-60%), или се намалява скоростта на движение на ракела. Също така, може да се направи проверка, дали при проектирането на стенсила е изпълнено условието площта на отворите му да е 75-90% от площта на контактните площадки.

- Площта на нанесената спойваща паста е по-малка от 80% от площта на контактните площадки (Фиг.3).

Изследванията показват, че недостатъчното количество спойваща паста върху площадките може да се дължи на причини посочени в Таблица 1 по-долу. Резултатите са получени от изследване на два типа спойваща паста – Kester EP256 (Sn63 Pb37) и безоловна Kester 7032130810 (Sn96.5 Ag3.0 Cu0.5).

В тези случаи се предприема почистване на стенсила, проверка за засъхнала в отворите паста, проверка дали пастата отговаря на изискванията на платката. Проверява се и при необходимост се увеличава натиска на ракела върху стенсила. Трябва да отбележим, че



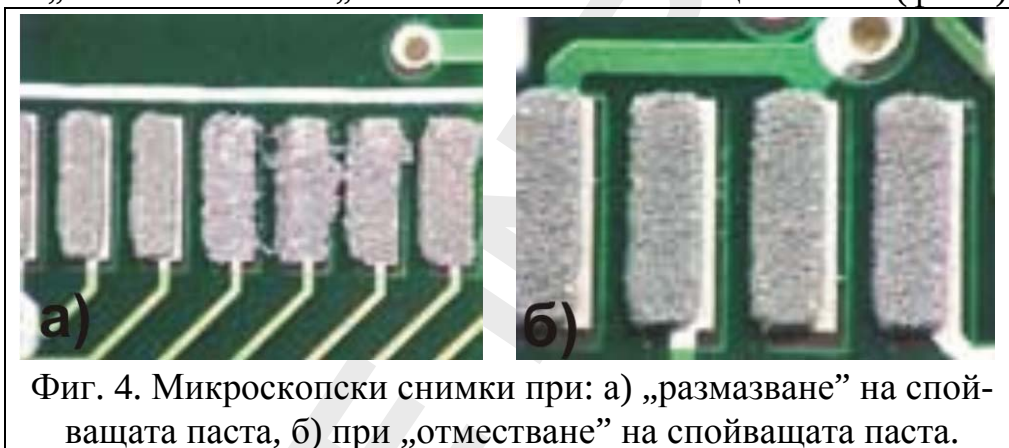
Фиг. 3. Снимка на дефект поради липсваща паста

в етапа на проектиране на стенсила не бива да се оставят отвори по-големи от 2x2 mm, а площадките на елементи, изискващи големи медни площи се проектират в стенсила като мрежа с отвори не по-големи от гореуказаните

Таблица 1. Причини за недостатъчно количество спойваща паста върху контактните площадки по отношение на възникналите дефекти.

Причина за дефекта	Sn63 Pb37	Sn96.5 Ag3.0 Cu0.5
Частично запушване отворите на стенсила	Да	Да
Твърде големи частици съставлящи спойващата паста	Не	Да
Грешно проектиран стенсил	Да	Да
Недостатъчен натиск на ракела	Да	Да

- „Размазване” или „отместване” на спойващата паста (фиг.4).



Този дефект обикновено възниква при лошо съвместяване на платката и стенсила и за отстраняването му е необходимо да се програмират отново и с по-голяма точност контролните репери.

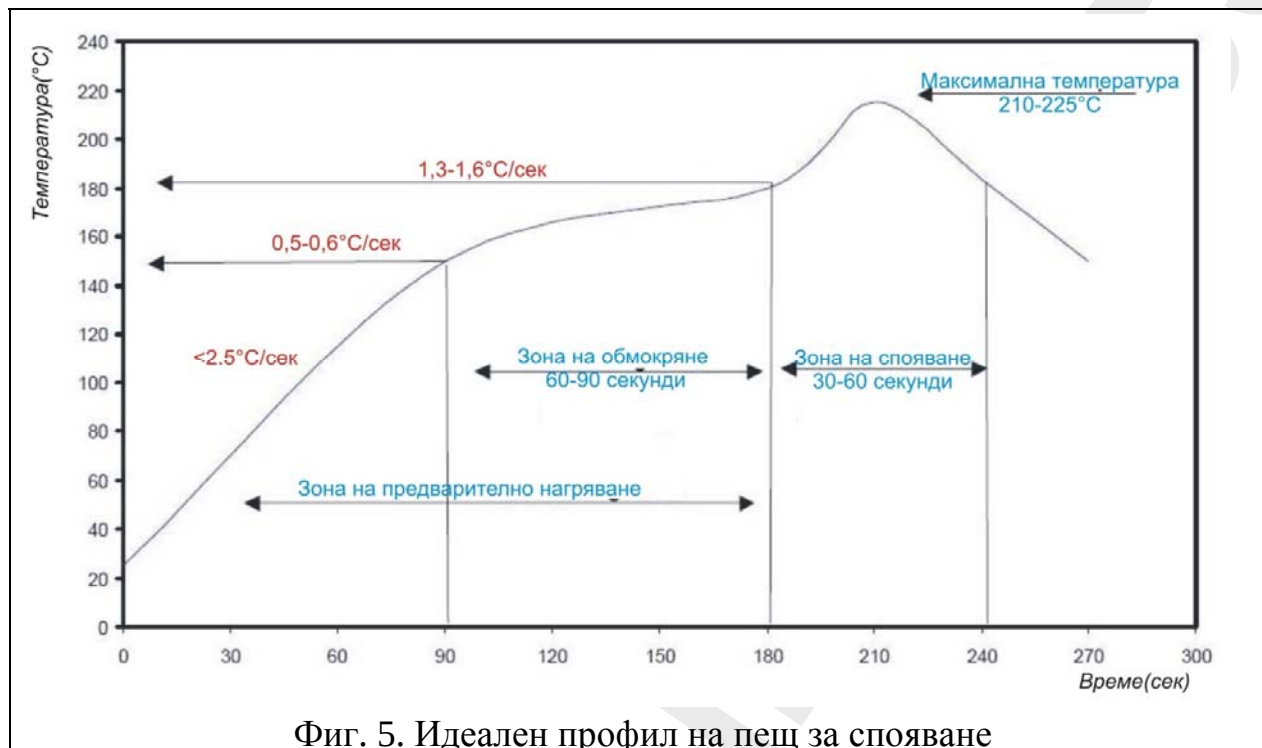
- Лошо разтапяне на спойващата паста в процеса на спояване.

Това също е един от често срещаните дефекти и се отстранява посредством подобряване технологичния режим на работа. Може да се срещне под няколко различни проявления.

Ако припоят е неравномерно разпределен по повърхността на контактните площадки във вид на полусферични острови, това е причинено от замърсяване на контактните площадки, ниска активност на флюса или твърде тънко финално покритие при HASL. Коригиращи действия се предприемат съответно според причината за възникване на дефекта: почистване повърхностите на платките преди процеса на нанасяне на спойващата паста, замяна на спойващата паста с такава, съдържаща по-активен флюс или връщане на нискокачествените платки на производителя им.

Отсъствието на добро обмокряне от спойваща паста върху контактните площадки и изводите на компонентите е признак, че съществува някакъв проб-

лем с флюса – или има прегряване по време на процеса на спояване, което води до изгаряне на флюса и повторно окисляване на контактните повърхности, или флюсът е загубил защитните си свойства по време на предварителното нагряване преди спояване. И при двата случая се коригира температурния профил на пещта, така че формата и стойностите му да се приближат до идеалните (Фиг.5).



Фиг. 5. Идеален профил на пещ за спояване

Аналогично, ако наблюдаваме недобро обмокряне на всички или някои от изводите на големи интегрални схеми или такива с охлаждащ радиатор, това е признак, че температурният профил на пещта трябва да бъде променен, тъй като този тип корпуси изискват по-дълго време на загряване за образуване на добра спойка.

- Дефект „tombstone effect”.

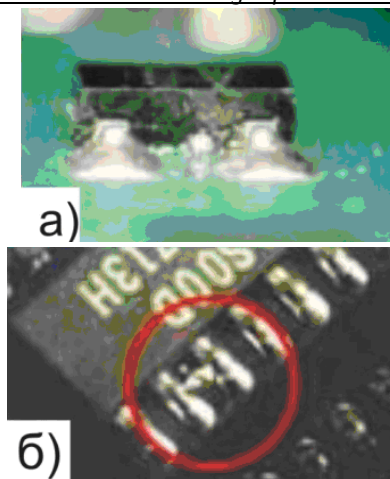
Причината за възникване на този дефект е неравномерно разпределение на силите на повърхностното напрежение на противоположни изводи, което води до повдигане на единия край на компонента над контактната площадка. Такъв ефект се наблюдава, ако контактните площадки за компонента са неправилно проектирани с различни големина или ако някоя от тях е свързана с полигон от мед, без да е предвидено въвеждане на мостчета между площадката и останалата мед. Най-доброто разрешение на този проблем е препроектиране на платката.

- Наличие на зрънца спойваща паста след спояване (solder balls и solder beads).

Това е един от най-често срещаните дефекти. Причините за възникването му са предимно технологични и ще ги разгледаме по-подробно в Таблица 2, тъй като това са потенциални къси съединения.

Таблица 2. Процентно съотношение на възникване на дефекти solder balls и solder beads

Визуално наблюдаван дефект	Причина за възникването му	Отстраняване на дефекта	Процентно съотношение на появянето на дефекта спрямо общата продукция
Големи зрънца спойваща паста непосредствено до изводите на компонентите или между тях (Фиг.6)	- твърде голямо количество спойваща паста, нанесена в процеса на печат	В зоната на нанасяне на спойваща паста върху платката	12%
	- „размазване” на отпечатъка		3%
	- разливане на спойващата паста		17%
Наличие на малки зрънца спойваща паста върху контактните площадки, а спойка липсва или има ниска механична надеждност (Фиг.7)	- лошо качество на спойващата паста	Следи се за спазване изискванията на производителите на спойващи пасты – да се отмива от стенсила паста, престояла върху него повече от 8 часа, времето между нанасяне на пастата и спояването да не е повече от 2-3 часа и стадия на стабилизация в пещта да не надвишава 1-2 минути	Не е наблюдаван в процеса на изследване
	- висока влажност в работното помещение		25%
	- дълъг интервал от време между нанасяне на пастата и спояването ѝ		15%
	- липса на флюс по време на спойката		6%
	- окисляване на частиците припой и спояваните повърхности		12%
Ако има малки зрънца спойваща паста върху платката, непосредствено около корпусите на компонентите и под тях	- малки частици прахообразен припой са се обединили в процеса на спойката, образувайки по-големи зрънца	Чрез промяна апертурите на стенсила	8%
	- бил е избран неправилен режим на спояване, което е довело до интензивно изпаряване на разтворителя на спойващата паста на етап предварително нагряване в пещта	Чрез коригиране температурите на профила	1%



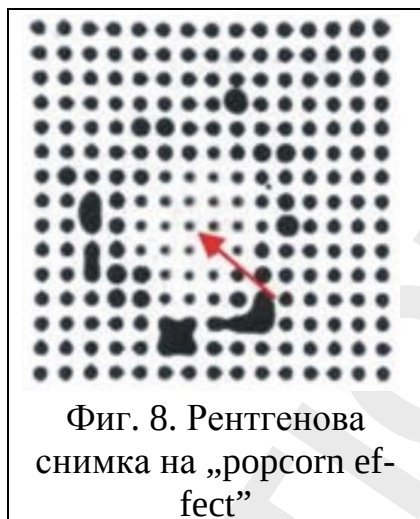
Фиг. 6. Снимки от машина за визуална инспекция: а) „размазване“ на отпечатъка, б) „разливане“ на отпечатъка



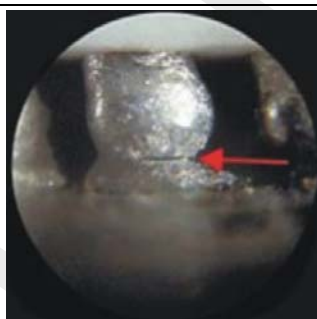
Фиг. 7. Микроскопска снимка на къси съединения, настъпили в резултат от зрънца спойваща паста

- Дефекти, наблюдавани при компонентите в корпус BGA.

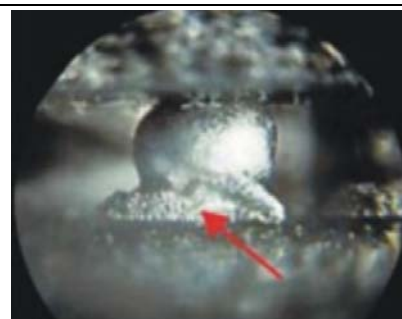
Тези компоненти са най-сложните от гледна точка на позициониране при автоматичен монтаж, спояване и контрол. Критериите за качество на монтаж са разгледани в стандарт IPC-A-610D [5], а изискванията към проектирането на платки с BGA корпуси – в стандарт IPC-7095A [2].



Фиг. 8. Рентгенова снимка на „popcorn effect“



Фиг. 9. Снимка от визуална инспекция за наличие на непълно разтопяване на спойващата паста



Фиг. 10. Снимка от визуална инспекция за наличие на микропукнатини в спойката

Един от най-разпространените дефекти е „popcorn effect“. Може да бъде установен само чрез рентгенов контрол (Фиг. 8). На монитора на рентгеновия апарат се вижда, че спойките под средата на чипа липсват (за това свидетелстват малките точки, които показват липса на механичен контакт), а по периферията има много къси съединения. Главната причина за възникване на този дефект е овлажняване на корпуса на компонента по време на съхранение. По време на спояването тази влага интензивно се изпарява и прави невъзможно или трудно

спояването. Предотвратява се чрез съхранение в подходяща влагоустойчива опаковка или изсушаване на компонентите, непосредствено преди монтирането им в пещ чрез нагряване при 125°C за 24 часа.

Други дефекти, установявани върху изводите на елементи от този тип са наблюдаемите чрез визуален контрол непълно разтопяване на спойващата паста в процеса на спойка (Фиг. 9) или наблюдаемите с рентген микропукнатини в спойката (Фиг. 10). И двата типа дефекти се дължат на неправилен температурен профил на спояване.

Разместването на компонентите в процеса на охлаждане след спояване, преди спойката да се е втвърдила, настъпващо в резултат на вибрации на конвейера, също както и неправилно зададените диаметри на отворите за запояване



Фиг. 11. Снимка от визуална инспекция за разместването на компоненти BGA по време на процеса на охлаждане

върху платките по време на разработването им водят до деформации и деструкции на спойките (Фиг. 11).

За да се предотвратят подобни дефекти се препоръчва да се намали скоростта на охлаждане на платките, да се стабилизира конвейера и да се следват изискванията на стандарти IPC7095A [3] и IPC7351 [4] при проектиране на платките.

В резултат от направените изследвания в процеса на реално производство и събраните статистически данни за типовете дефекти според вида на тяхното откриване,

данните могат да бъдат обобщени в графиката, показана на Фиг. 12.



4. Заключение

Извършените изследвания доведоха до повишаване качеството на изделията, намаляване дефектите и загубите от преработване на платките. Важните условия, които се наложиха от извършения анализ на производствения процес са спазването на технологичните предписания, съблюдаване на изискванията на стандартите по качеството и въвеждане на междинен и краен контрол по цялата линия на производство, включително започвайки от процеса на проектиране и изработване на печатните платки, както и входящ контрол за материалите и компонентите, участващи в производствения процес. Усилията на проектантите, технолози и оператори с цел повишаване надеждността на изделията като резултат от извършеното изследване, се пренасочиха към преминаване от системи за контрол на качеството към система активни действия за осигуряване на високо качество на изделията.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ning-Cheng Lee, Reflow soldering Processe and Troubleshooting> SMT, BGA, CSP and Flip Chip Technologies, LWP Limited, India, USA, 2012
- [2]SHI SHI Jian-wei,SONG Yao-zong, Solder Defects and Solutions in Reflow Soldering Process, Electronics Process Technology, No1, 2011
- [3] Eric Reno , Low-mass solution to 'tombstone' dilemma is identified, MDT, 2012
- [4] Стандарт IPC 7525
- [5] Стандарт IPC-A-610D
- [6] Стандарт IPC7095A
- [7] Стандарт IPC7351

Автори: Анна Андонова д-р, доцент – катедра „Микроелектроника“, ТУ София
email: ava@ecad.tu-sofiabg; Симона Партинова, инженер, фирма „Pennatronics”
Inc, California, Pennsylvania, USA, *email: spartinova@pennatronics.com;*

ОПИСАНИЕ МЕТОДОЛОГИЯТА НА АВТОМАТИЧЕН ВИЗУАЛЕН КОНТРОЛ ПРИ НАСИЩАНЕ НА ПЕЧАТНИ ПЛАТКИ

Симона Партинова, Анна Андонова

Резюме: В настоящата статия е направен системен анализ на процеса на автоматичен визуален контрол, реализиран посредством устройства за автоматична инспекция от второ поколение от серията Mirtec MV-7x, като е описана и методологията за автоматичен контрол с използване на тази система. Технологичната линия, върху която е прилагана настоящата методология е изградена и използвана във фирма „Pennatronics” Inc, California, Pennsylvania, USA.

Ключови думи: автоматичен визуален контрол, печатни платки, надеждност

DESCRIPTION OF METHODOLOGY FOR AUTOMATIC OPTICAL INSPECTION

Simona Partinova, Anna Andonova

Abstract: The present article is a systematic analysis of the process of Automatic Optical Inspection (AOI) performed using a Mirtec MV-7x system of the second generation. It describes the methodology of AOI using such a system as it is implemented at the PCB assembly line at „Pennatronics” Inc, California, Pennsylvania, USA.

Keywords: Automatic Optical Inspection (AOI), Printed Circuit Boards (PCB), PCB assembly, reliability

1. Въведение

В наши дни скоростта и ефективността на провеждане на операциите по контрол на качеството на наситените печатни платки са параметри, които подлежат на оптимизация, тъй като те са определящи за цената и за повишаването на надеждността на крайното изделие. Инвестирането в система за автоматичен визуален контрол осигурява по-добро съотношение между цена и качество на електронните устройства.

При използване на технологията за контрол на качеството на наситени печатни платки чрез автоматичен визуален контрол могат да бъдат посочени следните предимства [1, 2]:

- диагностика, осъществявана без влияние на субективен фактор, т.е възможността за пропуснати дефекти от оператора се снижава практически до нула;

- възможност за ранно откриване на дефекти, възникнали в процеса на насищане и тяхното своевременно отстраняване преди процесите на тестване и настройка;

- възможност за установяване на технологични дефекти, още в процеса на насищане, което улеснява ранното коригиране на технологията още на етап „опитен образец“, или практически, при първа наситена печатна платка.

Това е най-същественият плюс на системата, тъй като позволява контрол върху технологичния процес върху цялата конвейерна линия от нанасянето на спойваща паста до спояването.

При осигурена добра обратна връзка на ниво технология и чрез използване средствата на анализа на дефектите, както и с прилагане методите на статистическото управление на процесите може да се реализира повишаване на качеството и понижаване на цената на изделията, като се съсредоточат ресурси върху решаване на главните проблеми, например върху дебелината на нанасяне на спойващата паста или за повишаване скоростта на насищане на компонентите.

Минимизирането на честотата на пропускани дефекти към следващата контролна операция (рентгенов контрол или вътрешносхемно и функционално тестване) снижава загубите за ремонт и опростява хардуерните тестващи устройства.

Очевидно е, че не могат да бъдат допуснати критични дефекти да останат незабелязани по време на визуалния контрол, защото това ще доведе до влошаване на качеството.

В Таблица 1 е показан резултата от сравняване на визуална инспекция от оператор и от автоматичен визуален контрол. За целта на експеримента са изследвани 350 платки наситени с компоненти със следните параметри: брой

компоненти на платка - 240, компоненти с отстояние между изводите 20 mils - 1, PLCC компоненти - 1. Платките са проверени от четирима оператори с използване на микроскоп с увеличение 30 пъти и лупа с 5 пъти увеличение. Операто-



рите са разположени във възлови точки по конвейера, но след тях обаче качеството се проверява посредством автомати за визуален контрол.

Резултатите от изследването показват, че има много фактори, които могат да повлияят на качеството на проверката, извършена от оператори, които не могат да поддържат еднаква ефективност през целия ден, което е естествено и неизбежно. Само машини могат да изпълняват многократно и последователно окачествяване без пропуски, произтичащи от субективен фактор.

Най-важният елемент от процеса на инспекция е възможността на оператора да установи точното местоположение на дефекта, правилно да установи неговата природа и причини за възникване, както и мерките необходими за отстраняването му.

Съпоставяйки различни машини за автоматичен визуален контрол, трябва да се вземат предвид някои техни основни функции и ограничения (Таблица 2). В таблицата по-долу са сравнени по технически характеристики и функционални особености машини от серията MV-7 произведени от MIRTEC и YTV F1 на Acrosemi. Трябва да се отбележи че машините от серията MIRTEC MV-7 са проектирани за контрол както по време на процеса на монтаж на платките, както

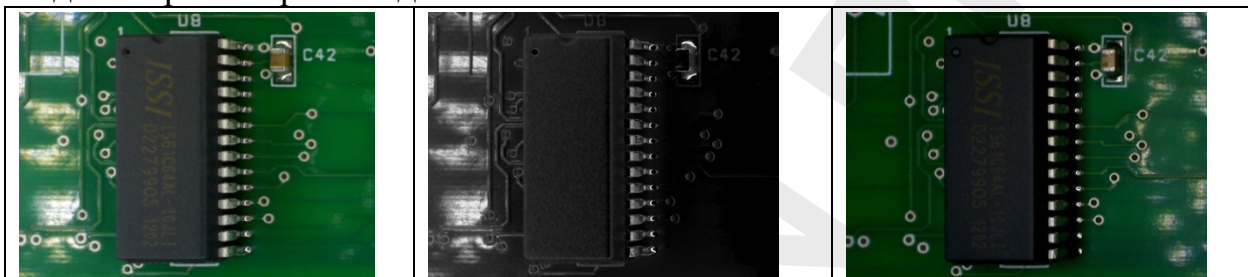
Таблица 2. Сравнение на машини за автоматичен визуален контрол		
Характеристики и ограничения	MV-7	YTV F1
Разпознаваеми дефекти	-За компонентите: позиция, отсъствие, грешен компонент, полярност, стойност -За изводите на компонентите: повдигнати, къси съединения -Проверка за копланарност на BGA - За спойки: липсващи, къси съединения, solder balls	-За компонентите: позиция, отсъствие, грешен компонент, полярност, -За изводите на компонентите:огънати, повдигнати, къси съединения - За спойки: липсващи, къси съединения, solder balls - За печат на спойваща паста
Максимален размер на платките	660 x 510mm (25.9" x 20.1")	560mm x 510mm (22" x 20")
Минимален размер на компонентите	01005	0201; 01005
Височинно разположение на компонентите спрямо камерата – top side	45mm (1.77")	50mm (2")
Височинно разположение на компонентите спрямо камерата - Bottom Side	50.8mm (2.0") измерено от долната повърхност на платката	50mm (2")
Характеристики на камерите разположени отгоре	5M pixel (2,456 x 2,058) резолюция /цветна	Thin Camera™ цветни камери с резолюция 1280 x 1024; 25 micron pixel
Бар- код опознавател/четец	2D и 3D разпознаване на бар-код	Опционална бар-код камера
Характеристики на страничните камери	Четири 5M pixel (2,592 x 1,954) резолюция /цветни	
Скорост на контрол	5,968 mm2 / sec (9.250in2 / sec)	До 5in2 / sec

непосредствено преди спояването, така и след него, така че те могат да бъдат поставени на две места в конвейера – преди и след reflow пещта. Машините от серията YTV F1 са по-универсални и могат да работят във всяка точка от поточната линия. Те могат да бъдат конфигурирани за проверка качеството на печата

на спойващата паста, преди и след „рефлоу” както и на позицията за краен контрол.

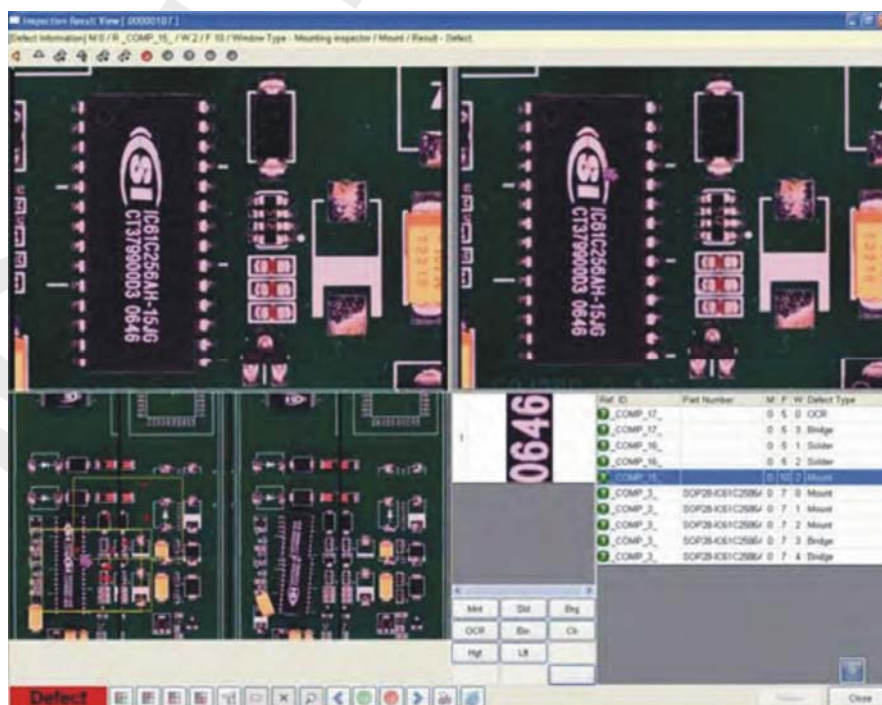
2. Методология на автоматичния визуален контрол

Автоматичният визуален контрол е автоматизиран контролен процес, извършван върху печатни платки в процеса на насищането им. Машината, посредством набор от камери, визуално сканира осветената от светлинни източници повърхност на обследваната платка. Броят на камерите, светлинните източници и осветителните техники, както и алгоритмите за инспекция варират в зависимост от вида и модела и системата. В най-общия случай камерите, разположени под различни ъгли „обхождат” повърхността и показват детайли от нея чрез визуализация върху монитор (Фиг. 1). Това трябва да бъде взето под внимание при проектиране на платките, като компонентите се разполагат така, че високите от тях да не пречат при огледа на по-ниските.



Фиг. 1 Визуализация на компонент с различна осветеност и под различен ъгъл

По време на автоматичния визуален контрол се откриват дефекти като неправилно нанесена спойваща паста, прекъснати печатни проводници, нарушения на технологичния допуск за минимални отстояния между компонентите, неправилно спояване, къси съединения, отместени или завъртени от позицията си компоненти, неправилна ориентация на поляритета, замърсявания по повърхността на платката, а също така погрешно монтирани типове компоненти.



Фиг. 2 Дисплей на софтуера

Софтуерът на системите за визуален контрол се характеризира с лесен за използване графичен интерпретатор, позволяващ на оператора бързо да устано-

ви типа на дефекта, като едновременно с това може да проследява статистическите и програмираните данни (Фиг. 2) [2].

2.1. Системен анализ на автоматичния визуален контрол

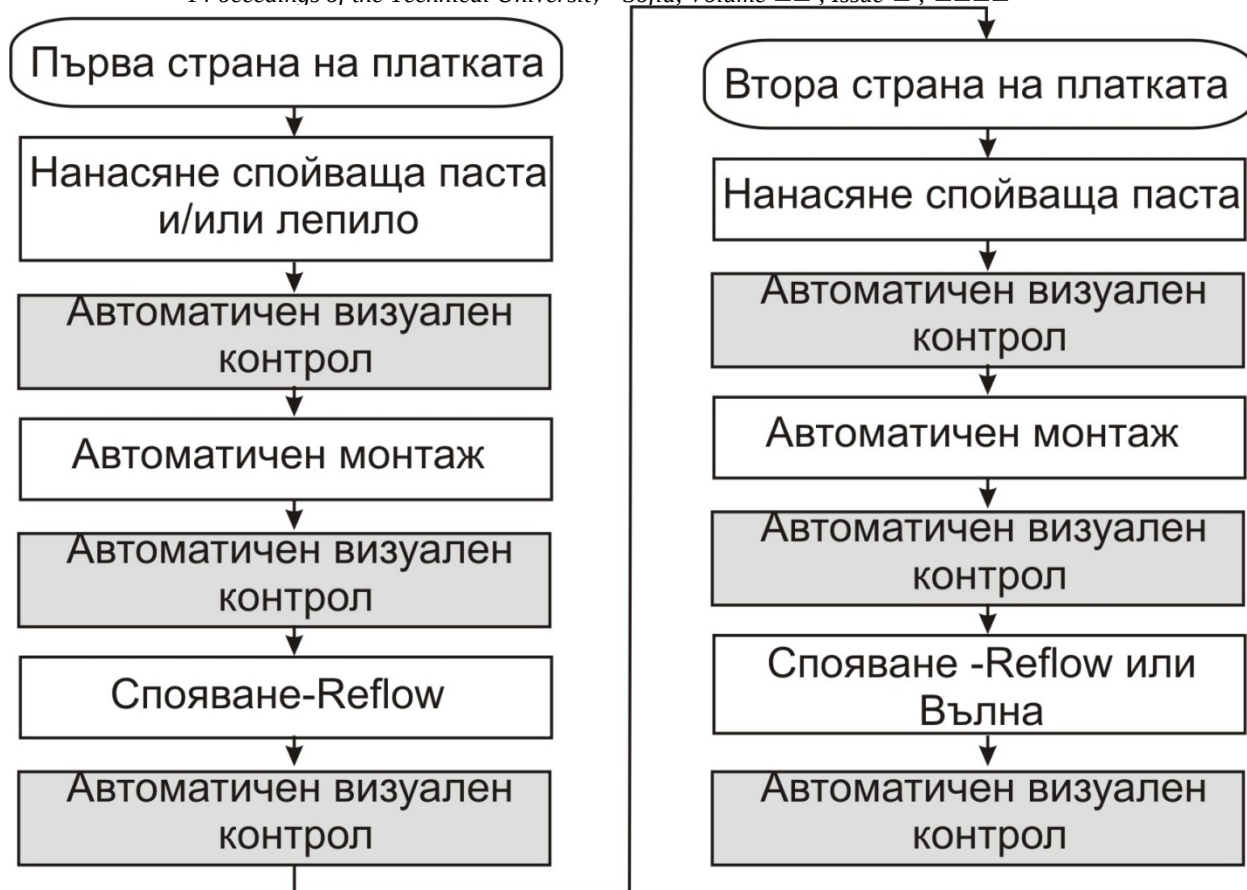
Съществуват две основни концепции за използване на системите за автоматичен визуален контрол, а именно: еднократна инспекция на края на конвейера на производствената линия за автоматичен монтаж; проследяване на процесите посредством няколкократно инспекция по цялата технологична линия, както е показано на блоковата схема на Фиг. 3. В първия случай системата не осигурява всеобхватен анализ и е необходимо използването на допълнителен рентгенов контрол за установяване качеството на спойките, като дори в този случай не могат да бъдат предотвратени загуби от бракувани изделия. Те могат да бъдат избегнати или значително намалени при мониторинг на всяка операция. Така организирана производствена линия се счита за оптимална по отношение на качеството [3].

Изградена конвейерна линия, работеща по този алгоритъм осигурява мигновена обратна връзка при възникване на дефект и своевременното му коригиране, както и корекция на технологичния процес за по-нататъшното му избягване.

В Таблица 2а са показани дефектите, възникващи при процеса на асемблиране на печатни платки в зависимост от момента на възникването им, както и диагностицирането им от системата за автоматичен визуален контрол.

На базата на тази таблица може да бъде направен анализ на дефектите, а също на честотата и място на тяхното възникване, след което могат да бъдат предприети необходими и препоръчителни коригиращи действия.

В Таблица 3 са обобщени резултатите от изследвания, направени върху 4 партии платки на различни клиенти, като за всяка партия са отчетени разходите, направени за ремонт на дефектиралите в процеса на производство платки, в зависимост от точката от конвейера за производство, в която са били установени тези дефекти. Разходите са дадени в проценти от общите разходи за ремонт при дефектиране. Изследването не отчита дефекти, настъпили по време на работа на изделията при клиента и върнати за доработка /или ремонт, но по своята същност е достатъчно пълно, за да могат резултатите му да се вземат предвид при анализиране на необходимостта от въвеждане на автоматичен визуален контрол и да покаже точките от конвейера, в които трябва да се разположи инспекцията. Изследването е извършено в период от два месеца в условията на реално производство на фирма „Pennatronics” Inc, California, Pennsylvania, USA и обхваща като брой платки както следва: За Клиент 1 – 480 платки, за Клиент 2 – 60 платки, за Клиент 3 – 200 платки и за клиент 4 – 500 платки. От графиката към таблицата се вижда, че независимо от местоположението на настъпване на дефекта, колкото по-късно на

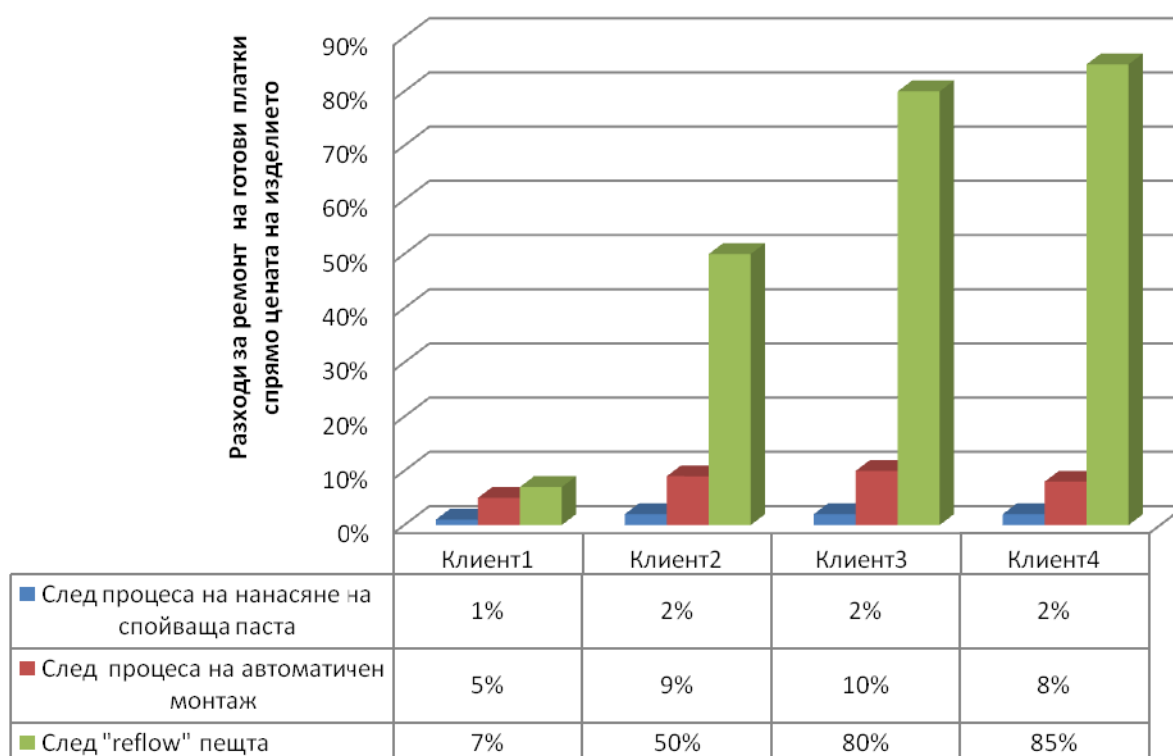


Фиг. 3 Блокова схема на производствен процес на насищане на печатни платки, включващ автоматичен визуален контрол

Таблица 2а Видове дефекти според диагностицирането им.

Тип на дефекта	След нанасяне на спойваща паста	След автоматичен монтаж	След спояване
Недостатъчно количество паста	+	+	
Запушени отвори	+	+	
Къси съединения (от паста)	+	+	
Размазване/разливане на пастата	+	+	
Пропуснат компонент		+	+
Изкривен компонент		+	+
Полярност		+	+
Отместен компонент		+	+
Грешен компонент		+	+
Огънат или счупен извод на компонент		+	+
Излишно количество паста			+
Лоша спойка			+
Късо съединение			+

Таблица 3 - Релативно разпределение на разходите за ремонт на дефектирали платки



конвейерната линия той е установен, толкова по-високи са разходите за отстраняването му, изчислени в загуби от труд и компоненти.

2.2 Ред на работа при използване на системи за автоматичен визуален контрол

- Програмиране:

Процесът на автоматичен визуален контрол се стартира с изработване на програма за инспекция. Съществуват няколко метода на „обучение“ на инспектиращата система, но двата най-разпространени от тях са „Алгоритмично програмиране“ и „Визуално съвпадение“.

Алгоритмичното програмиране е по-сложен метод, базиран върху специализиран софтуер, чрез който се създават програми за всеки наблюдаван обект, като се задават измервателни алгоритми за наблюдение. Обикновено при този метод се използват файлове, получени от системата за автоматично проектиране. Основният недостатък на този метод е по-голямото време за първоначално „обучение“ на системата.

Методът на визуално съвпадение е изцяло базиран върху въвеждане на еталонна платка в системата под формата на изображения, отчитащи всеки обект с неговите специфични особености. След това обследваните платки се инспектират чрез съпоставяне на изображението на еталона и на платката за наблюдение и всяко несъвпадение се посочва като грешка. Операторът взема решение дали изображението на монитора показва дефект или е допустимо отклонение.

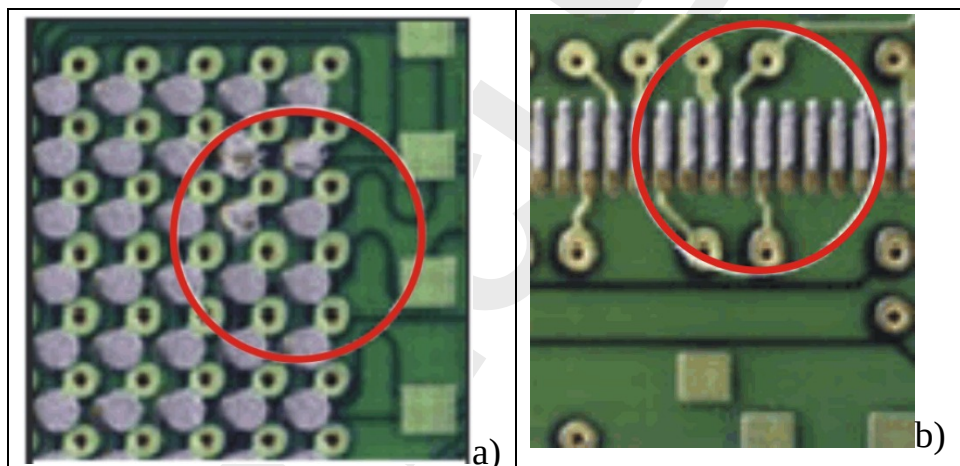
ние, което съответно може да бъде въведено в системата под формата на ново изображение с цел допълнително „обучаване“ на програмата или евентуални последващи действия и наблюдения. Някои от системите за автоматичен визуален контрол имат възможност за програмиране извън процеса на производство, което води до намаляване на времето за въвеждане в производство на ново изделие, чрез намаляване времето за престой на конвейера.

Допуските и отклоненията от зададените от еталона параметри на всеки елемент на платката (компоненти, шина, спойка и прочие) се въвеждат в програмата предварително, с цел да се включват или изключват от системата нови дефекти.

Въведените веднъж данни за отделните елементи на дизайна се съхраняват в бази данни, така че всеки от тях да може да бъде използван в различна конфигурация при програмиране на автоматичен визуален контрол на друга платка.

- Визуален контрол след нанасяне на спойващата паста

На този етап от насищане на платките автоматичният визуален контрол има за цел да потвърди или отхвърли правилното нанасяне на пастата и/или точките лепило върху повърхността. Обект на наблюдение са контактните площадки на компонентите. С помощта на различни режими на осветяване се провежда наблюдение и сравнение на нанесените паста или лепило. Следи се за недостатъчно или излишно количество паста (Фиг. 4а и 4б), размазване на пастата, координатно отместване на печата, големина на точките лепило и правилното място на тяхното разположение. Констатираните евентуални дефекти водят до коригиране на технологичния процес, съответно според причината на възникването на дефекта – корекция на силата на натиска на



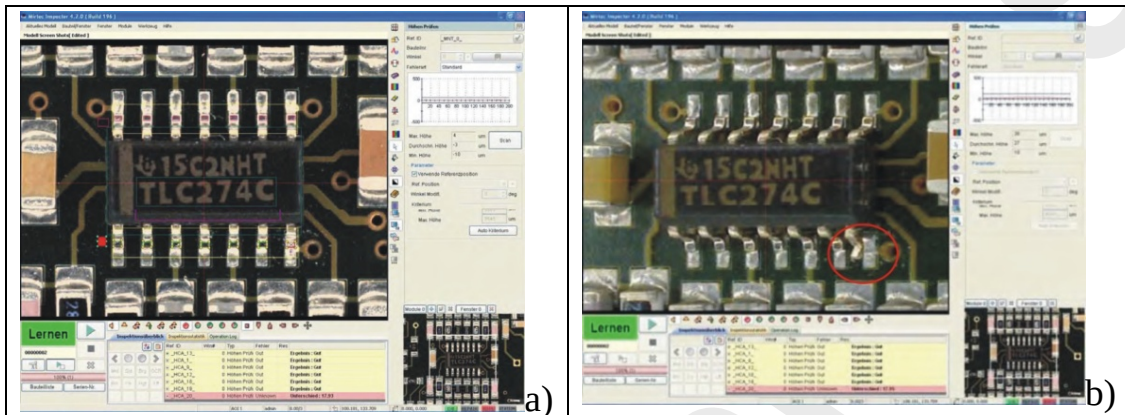
Фиг. 4 Дефекти при нанасяне на спойваща паста

ракела, по-добро съвместяване на стенсила, намаляване/увеличаване количеството лепило, корекция в координатите на нанасяне или съвместяващите репери, дори ако е наложително изработването на нов стенсил.

- Визуален контрол след автоматичния монтаж на компонентите

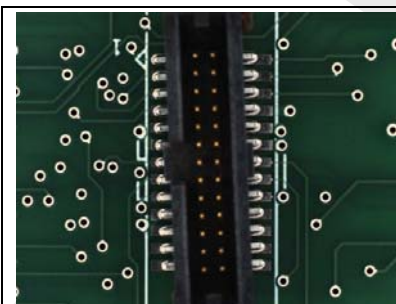
Предмет на проверка са отсъствието на компоненти, неправилното им разположение върху платката, полярността и вярността на монтиране на типовете компоненти. Проверява се също за огънати, счупени изводи (Фиг. 5а и 5б), отсъствие на копланарност (Фиг. 6). На този етап на технологията отстраняване-не-на

ТО
де-

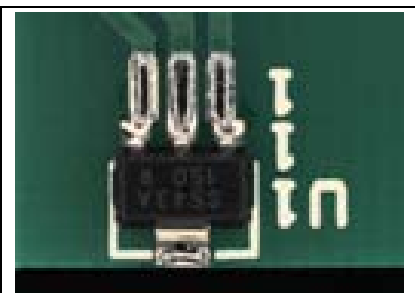


Фиг. 5 Регистриране на изкривен и повдигнат извод на компонент:
а) визуализация от горна камера и б) странична камера

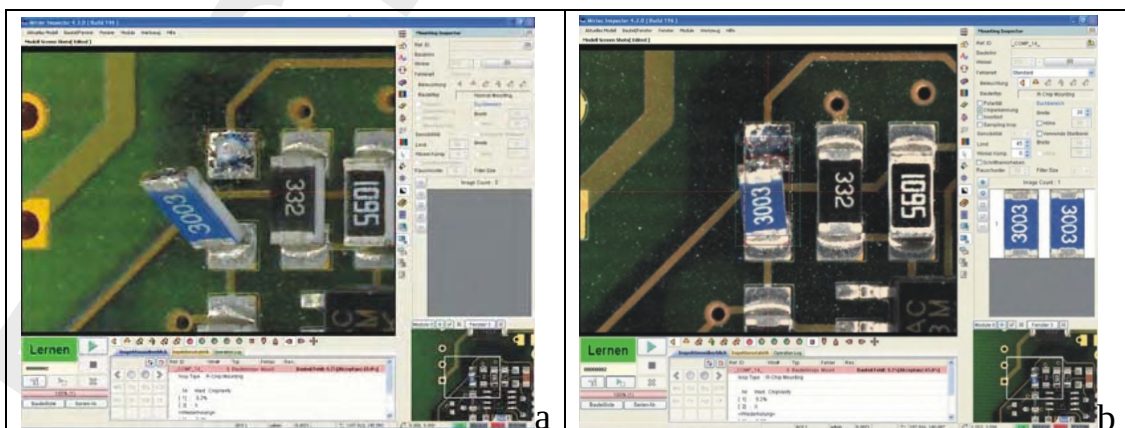
фекти от оператора на конвейера е лесно, защото не се налага разпояване на вече споен компонент. При появяването на дефект, който е причинен от грешка в производствения процес, като например грешна ротация на компоненти или сгрешена полярност, още при първите инспектирани платки, процесът може да се коригира без да се налага спирането му. По този начин се



Фиг. 6 Отместване на компонент



Фиг. 7 Фрактура на спойка



Фиг. 8 Дефект “tombstone” : а) визуализация от странична камера и б) една от горните камери

предотвратява на бракуване на скъпо струващи компоненти или преработване на разполагането на такива с малка стъпка.

- Визуален контрол след спояване

На този етап се провежда анализ на цялостността на спойките (Фиг. 7), проверява се за къси съединения, отместване на компонентите повече от допустимото от прилаганите стандарти и вертикално повдигане на единия край на компонентите, вследствие на неравенство на силите на повърхностно напрежение на спойващата паста върху контактните площадки в процеса на спояване (Фиг. 8).

3. Заключение

Доколкото непрекъснато се повишават изискванията към качеството на наситените печатни платки, то за фирмите, работещи в това направление основна цел е повишаване на надеждността на производството едновременно с понижаване на цената на готовите изделия.

Дефектите върху печатните платки могат да възникнат по време на всеки от процесите на производствената линия. Експериментално се доказва, че прилагането на системи за автоматичен визуален контрол само в края на линията не е оправдано от гледна точка на икономическите загуби от труд за ремонт и материали. По-доброто решение за предотвратяване на тези проблеми е разполагането на такива системи за контрол във възлови точки от производствения процес.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] http://www.acrosemi.com/eng_YESTech_AOI_YTVF1.htm
- [2] *Mirtec MV-7 Series Inline AOI Systems* - 2009 MIRTEC Co.
- [3] *Datasheets and methodology of AOI by Tyco Electronics Automation Group*, www.automation.tycoelectronics.com ;

Автори: Симона Партинова, инженер, фирма „Pennatronics” Inc, California, Pennsylvania, USA, *email: spartinova@pennatronics.com*; Анна Андонова д-р, доцент – катедра „Микроелектроника”, ТУ София *email: ava@ecad.tu-sofiabg*

БАЛАНС НА МОЩНОСТИТЕ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ГЕНЕРАТОРИ ЗА ВЯТЪРНИ ЦЕНТРАЛИ

Владимир Лазаров

Резюме: Статията е посветена на експерименталното определяне на баланса на мощностите на електрически генератори, задвижвани с променлива скорост на въртене, използвани във вятърни електроцентрали. Изследвани са различни конфигурации генератори със силови електронни преобразуватели. Акцентира се върху синхронен генератор с електромагнитно възбуждане: с диоден изправител, с управляем изправител и с диоден изправител и повишаващ постоянен ток преобразувател, свързани към мрежата с инвертор. Тези конфигурации са сравнени с асинхронен генератор с навит ротор с двупосочно проводяща система от електронни преобразуватели в роторната верига. Показани са загубите в отделните елементи, както и КПД на различните конфигурации. Изследванията са извършени върху генератори с малка мощност. Въпреки общоизвестните разлики с мощните генератори може да се проследят определени тенденции.

Ключови думи: баланс на мощностите, генератори за вятърни централи, възобновяеми енергийни източници

BALANCE OF THE POWER OF ELECTRIC GENERATORS FOR WIND FARMS

Vladimir Lazarov

Abstract: The article deals with the experimental determination of the balance of power of variable speed electric generators used in wind farms. Different generator configurations with power electronic converters are being studied. Emphasis is placed on a synchronous generator with electromagnetic excitation: with diode rectifier, with diode rectifier and boost converter and with PWM rectifier, connected to the grid with an inverter.

These configurations are compared with an asynchronous generator with a wound rotor, which has a bidirectional power electronic converter system in the rotor circuit. The losses of separate elements as well the efficiency of the different configurations are shown. The experimental study is done on small power generators. Despite the well known differences between small power and high power generators the article establishes the existence of certain trends.

Keywords: *balance of the power, generators for wind farms, renewable energy sources*

1. Въведение

Увеличаването на мощността на внедряваните ветрогенератори поставя редица проблеми пред тяхното експериментално изследване в етапа на проектирането им [1]. Изработването на образци с реални мощности е скъпо и рисковано, особено когато се касае за нови решения. Един ефикасен начин е изработването на модели с малки мощности. В този случай трябва да се държи сметка за разликата между моделите и резултатите, дължащи се на разликата в мощността. По-надолу са показани опитни изследвания на загубите и КПД на различни конфигурации генератори със силови електронни преобразуватели. Акцентира се върху синхронен генератор (СГ) с електромагнитно възбуждане: с диоден изправител, с управляем изправител и с диоден изправител и повишаващ постоянно-токов преобразувател, свързани към мрежата с инвертор. Тези конфигурации са сравнени с асинхронен генератор с навит ротор или двойно захранван асинхронен генератор (ДЗАГ) с двупосочно проводяща система от електронни преобразуватели в роторната верига.

2. Сравнение между различни конфигурации СГ, работещ с различни схеми електронни преобразуватели

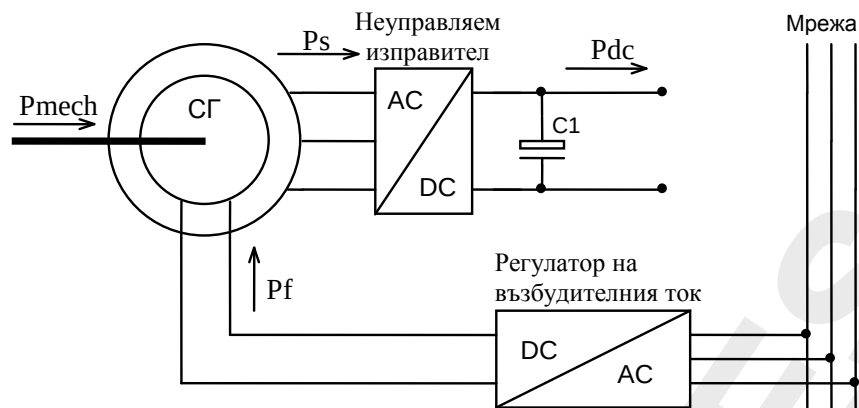
Направено е сравнение между различни конфигурации на синхронен генератор с електромагнитно възбуждане, работещ с различни схеми на електронни изправители. Генераторът е трифазен от типа MSM20 със следните параметри:

- обявено линейно напрежение 400V;
- обявен ток 2,2A;
- обявена мощност 1500W при $\cos\varphi=1$;
- възбудителен ток 1,9A.

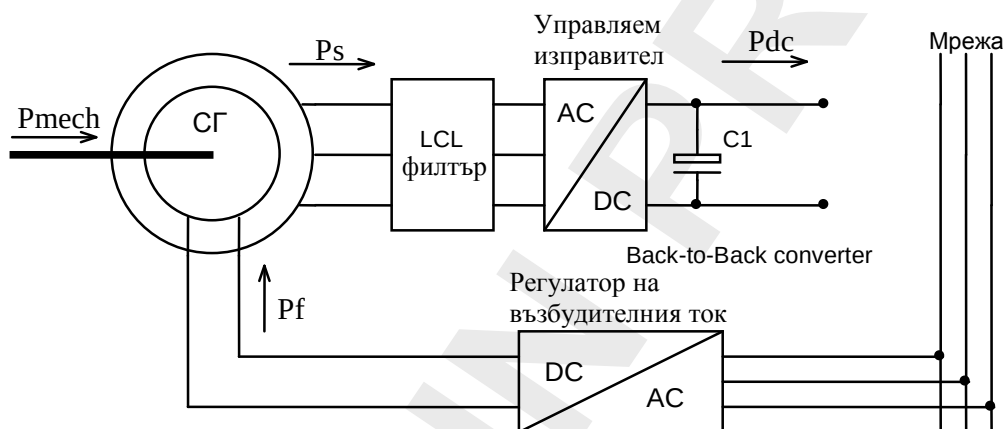
Генераторът се задвижва от тариран двигател за постоянен ток, управляван с електронен регулатор.

По-долу са показани резултатите от експериментално изследване на съвместната работа на СГ с три различни токоизправителя:

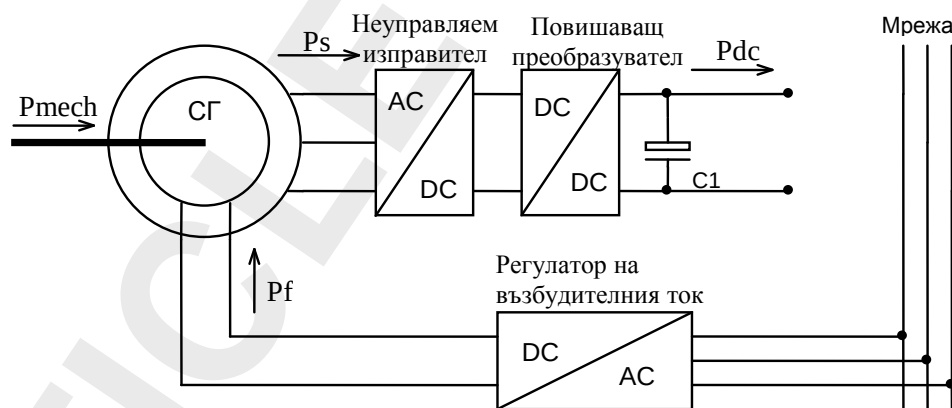
- мостов диоден изправител (ДИ- Diode rectifier - DR) с филтров кондензатор на изхода;
- комбинация от диоден изправител и повишаващ DC/DC преобразувател (DR+boost);
- активен изправител с ШИМ (PWM rectifier).



Фиг.1. Схема на система СГ – мостов диоден изправител – AC/DC (DR)



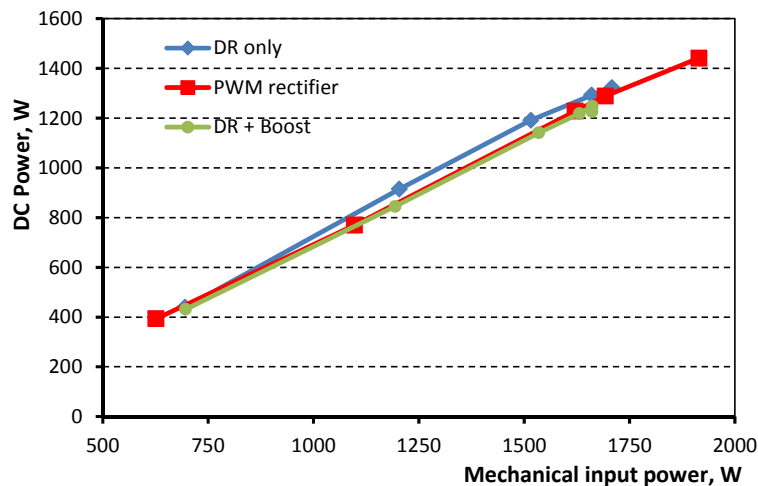
Фиг.2. Схема на система СГ – активен изправител с ШИМ (PWM rectifier)



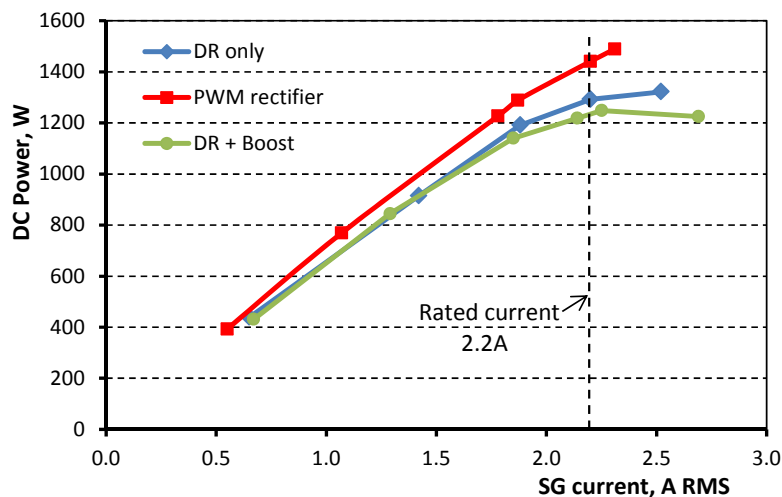
Фиг.3. Схема на система СГ с мостов диоден изправител - AC/DC и постоянно-токов повишаващ преобразувател - DC/DC (DR + boost)

Измерена е механичната мощност на вала на генератора P_{mech} , която е входяща мощност на системата СГ-изправител. Токоизправителят е натоварен с реостати и са измерени токът и напрежението, откъдето е изчислена електрическата мощност на изхода на изправителя.

На фиг.4 и фиг.5 са показани зависимостите на мощността на изхода на изправителя P_{DC} в зависимост от входящата механична мощност на СГ и от ефективната стойност на тока на СГ. Фиг.5 дава представа за съотношението на входящата и изходната мощност на системата.



Фиг.4. Мощност на изхода на изправителя в зависимост от входящата механична мощност на СГ при $n=1500\text{rpm}$ – сравнение на различни типове изправители.



Фиг.5. Мощност на изхода на изправителя в зависимост от фазовия ток на СГ – сравнение на различни типове изправители.

Експериментите са проведени при постоянна скорост на въртене $n=1500\text{rpm}$ и постоянна стойност на възбудителния ток на генератора $I_f = 1,9\text{A}$.

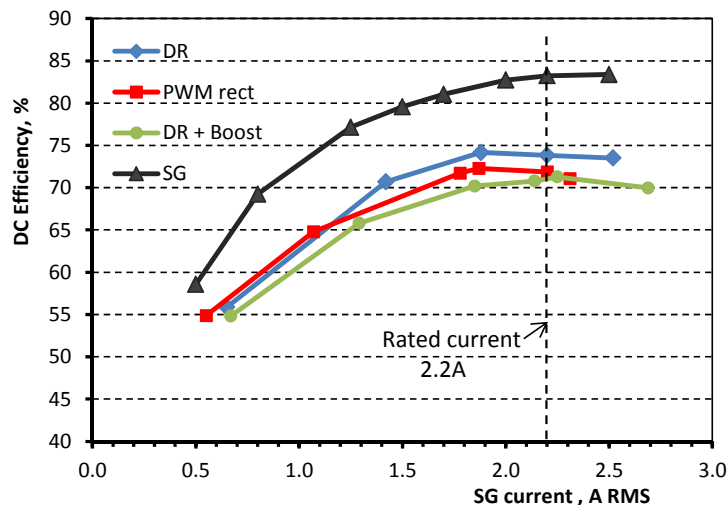
От фиг.5 може да се види, че при номиналния ток на машината активният изправител дава изходна мощност, която е с около 200W (13%) по-голяма от мощността на комбинацията ДИ-повишаващ преобразувател. Това се дължи на силно несинусоидалната форма на тока при натоварването на СГ с нелинеен товар, какъвто е диодният изправител [2,3]. Освен това първият хармоник на тока изостава от фазовото напрежение (веригата на СГ има индуктивен характер), което оказва размагнитващо въздействие върху машината.

Тези явления се избягват при използването на активния изправител с ШИМ, защото токът на генератора има почти синусоидна форма с малък хармоничен състав. Благодарение на разделеното управление на активната и реактивната съставка на тока СГ работи с $\cos\phi=1$ и няма размагнитваща реакция на тока.

На фиг.6 са показани кривите на КПД на системата СГ-изправител за трите разглеждани случая. КПД е дефиниран по следния начин:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{mech} + P_f} \cdot 100\%, \quad (1)$$

където P_f е мощността за възбуждане.



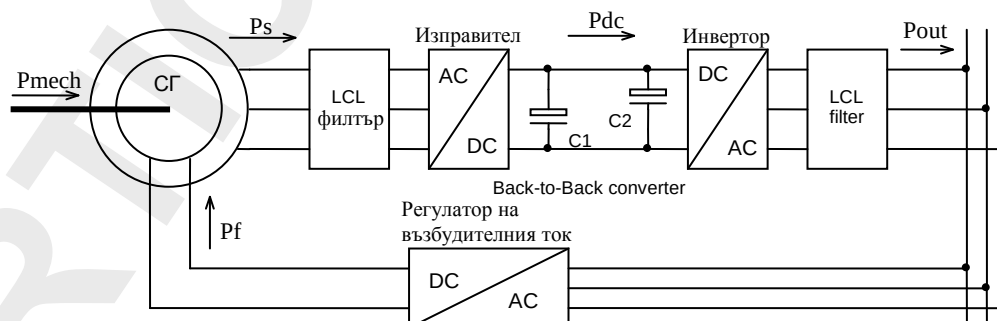
Фиг.6. КПД в зависимост от фазовия ток на СГ.
Сравнение на различни типове изправители и на генератора.

Вижда се, че системата, която има само с диоден изправител има най-висок КПД. Това се дължи на наличието на загуби в електронните преобразуватели при другите две системи. Тези загуби понижават общия КПД на системите.

3. Сравнения между СГ с активен изправител и инвертор и ДЗАГ

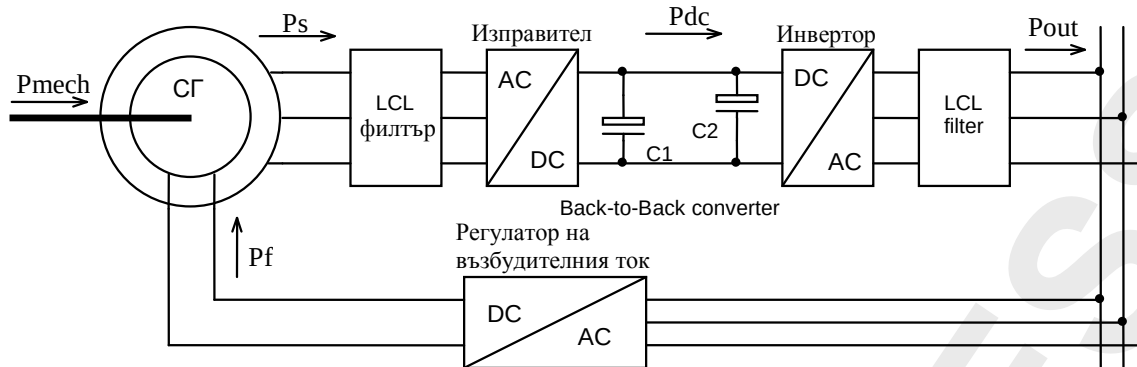
В този раздел са направени сравнения между три конфигурации на генератори за ветроенергийни системи. Сравненията са на базата на експериментални изследвания, като са сравнени енергийните показатели на системите. Разгледани са три най-често използвани конфигурации при ветрогенераторите с променлива скорост на въртене:

- СГ с активен изправител и инвертор, свързан към мрежата, т.нар. „Back-to-Back” – BtB преобразувател (фиг.7).



Фиг.7. Схема на СГ с двупосочно проводяща система от електронни преобразуватели.

- СГ с неуправляем диоден изправител, повишаващ DC/DC преобразувател и инвертор за връзка с мрежата (фиг.8). На фиг. 9 е показана снимка на стенда за изпитване на синхронния генератор с електронните преобразуватели.

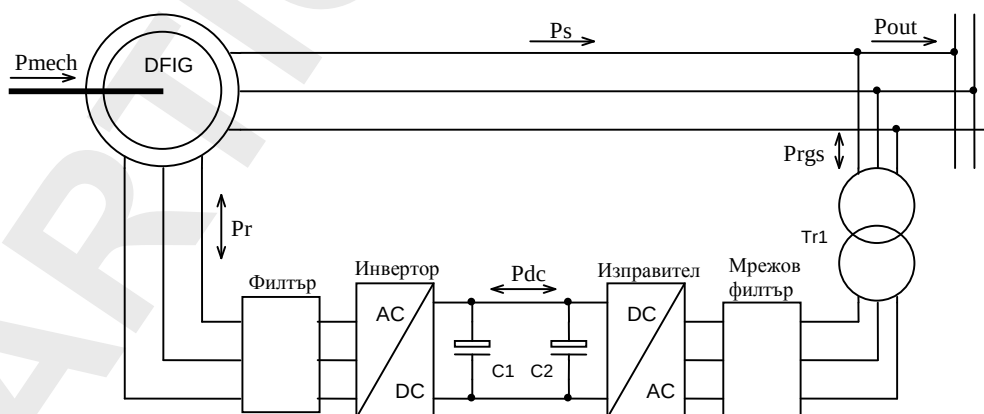


Фиг.8. Схема на СГ с неуправляем изправител, повишаващ постояннотоков преобразувател и инвертор.



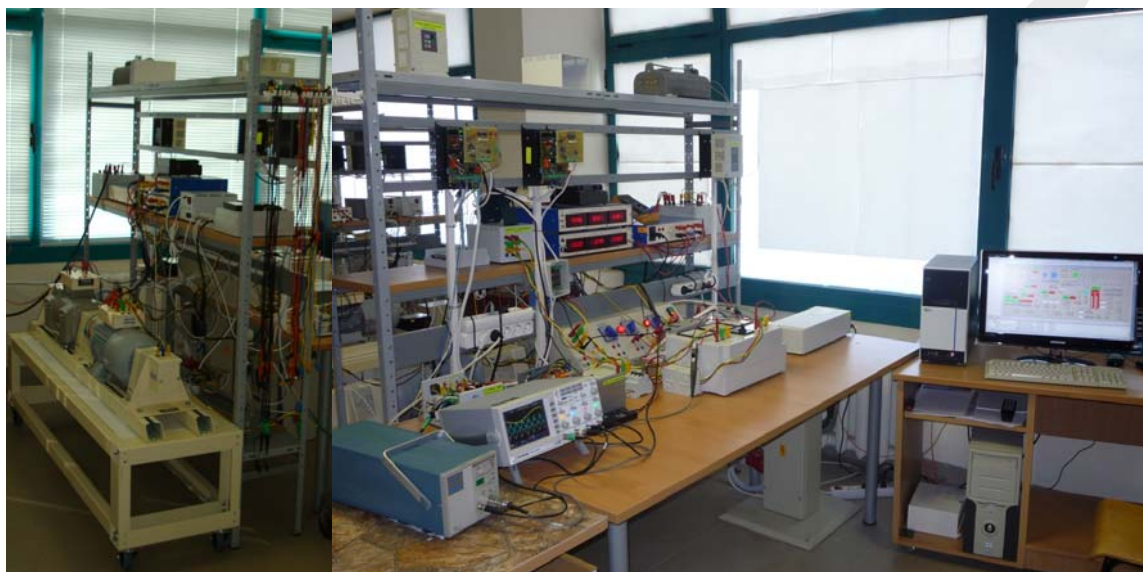
Фиг.9. Снимка на стенд за изпитване на синхронен генератор съвместно с електронните преобразуватели

- Двойно захранен асинхронен генератор с управление в роторната верига (ДЗАГ) (фиг.10) [4]. В стенда 3-фазната асинхронна машина тип МАТ20, е с данни - 1500W, 400V, 3,6A, $\cos\varphi = 0,7$, 1413rpm, (данните са за режим на двигател).



Фиг.10. Схема на двойно захранен асинхронен генератор.

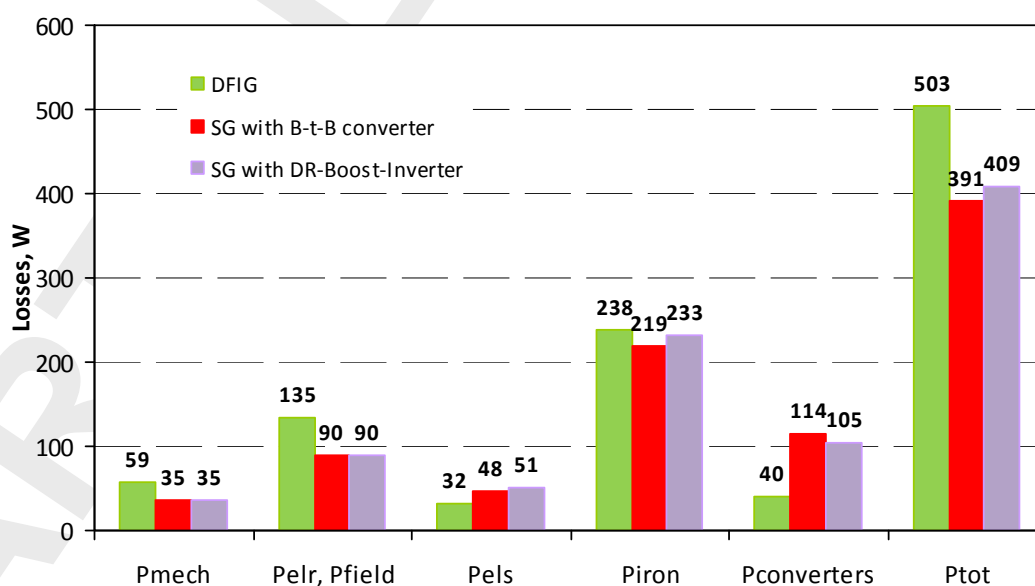
На фиг.11 е показана снимка на стенда за изпитване на двойно захранения асинхронен генератор с електронните преобразуватели.



Фиг.11. Снимка на стенд за изпитване на двойно захранен асинхронен генератор.

Резултатите са получени като са изследвани различни режими на работа на машините и преобразувателите и са направени измервания на мощностите в различни точки на системите. Там където мощностите не могат да се измерят директно, са изчислени от токовете и напреженията. Механичните мощности са определени с метода на тарирания двигател.

На фиг.12 е показано сравнение на разпределението на загубите в трите изследвани системи при еднаква изходяща мощност и една и съща скорост на въртене. Вижда се, че общите загуби в системата ДЗАГ са най-големи. Разликата между двете системи със СГ е твърде малка, като по-добри показатели има системата с “B-t-B”.



Фиг.12. Сравнение на разпределението на загубите при изходна мощност 1200W и скорост 1500 rpm.

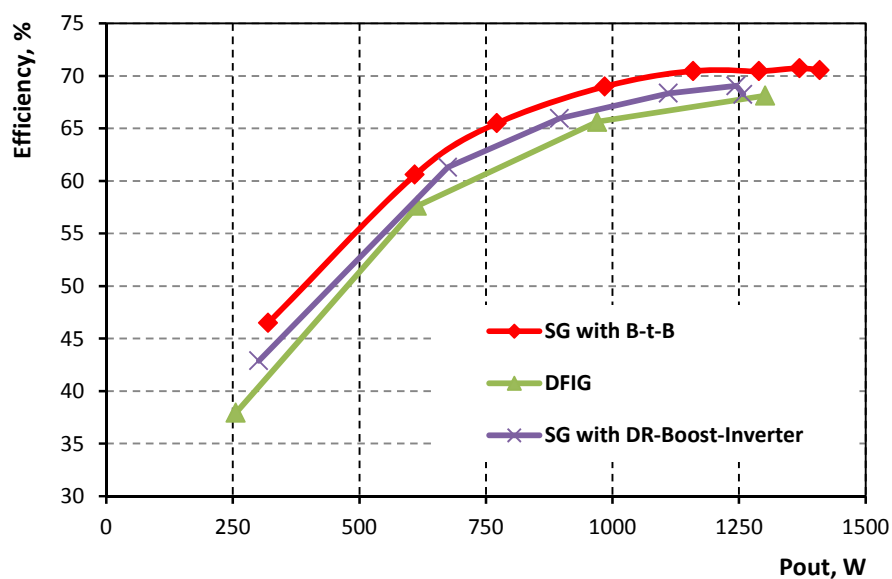
На фиг.13 е показано сравнение на общия КПД в зависимост от изходната мощност (P_{out}) при постоянна скорост на въртене. КПД при системите със СГ е определен така

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{mech} + P_f} \cdot 100 \quad (2)$$

КПД при ДЗАГе дефиниран по следния начин:

$$\eta = \frac{P_s + P_{rgs}}{P_{mech}} \cdot 100 \quad (3)$$

където P_s е статорната мощност, а P_{rgs} – мощността на роторната верига (виж фиг.3).

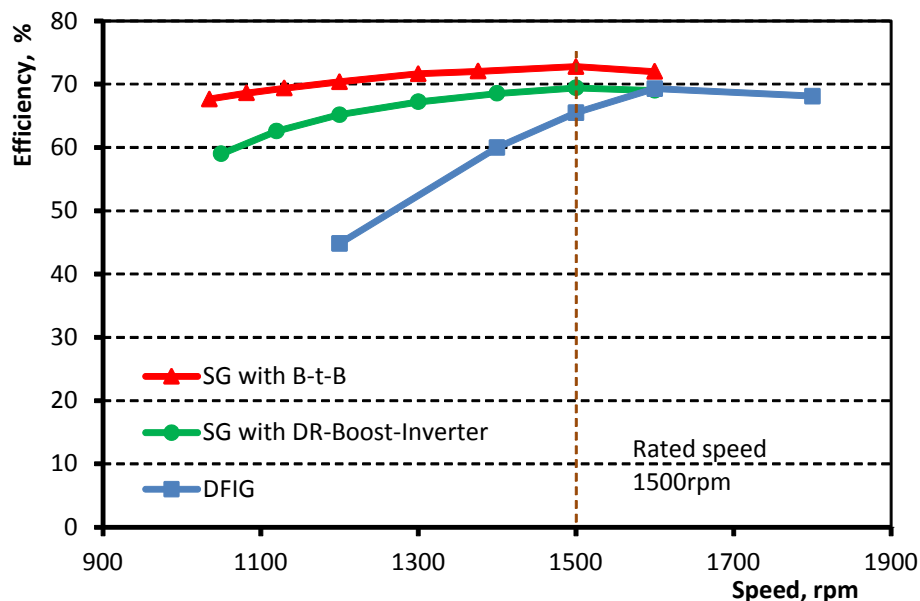


Фиг.13. Сравнение на общия КПД в зависимост от изходящата мощност при постоянна скорост (1500rpm).

Резултатите показват предимство на СГ с „В-т-В”. Вижда се невъзможността на системата с диодния изправител да работи ефективно при мощност, по-голяма от 1250W, пак поради причините, изтъкнати по-горе – несинусоидален ток и тенденция към размагнитване на машината.

На фиг.14 са показани криви на общия КПД в зависимост от скоростта на въртене при приблизително постоянна изходна мощност. Опитите са направени при константен възбудителен ток на СГ, равен на номиналния и фактор на мощността в статора на АСГ, равен на 1.

Отново най-добра е системата с активния изправител, втора по този показател е системата с ДИ и повишаващия преобразувател, а най-ниско стои кривата на системата с ДЗАГ. Забелязва се, че ефективността на преобразуването при промяна на скоростта при системите със СГ се запазва висока при значително намаляване на скоростта, докато при ДЗАГ-КПД намалява забележимо. Това може да се обясни с увеличаването на мощността, която се въвежда в роторната верига при увеличаване на хлъзгането в подсинхронната област.



Фиг.14. Сравнение на общия КПД в зависимост от скоростта на въртене при изходящата мощност $\approx 1200\text{W}$.

4. Заключение

Направено е експериментално сравнение между различни конфигурации на електрически генератори със силови електронни преобразуватели, използвани за преобразуване на вятърната енергия в електрическа, като акцентът е поставен на изследването на загубите в отделните елементи и КПД като цяло.

Трябва да се подчертае, че изследваните машини са за обща употреба т.е. не са специални, каквито са машините за ветрогенераторите. От друга страна те са с малка, но еднаква мощност. Въпреки добре известните разлики между малките и големите машини, могат да се проследят определени тенденции. Не са разглеждани икономическите аспекти и не са правени ценови сравнения.

Вижда се, че КПД на различните конфигурации е близък, в рамките на няколко процента. Предпочитание трябва да се отдаде, все пак на синхронните генератори с двупосочни управляеми преобразуватели, които в специално изпълнение биха имали още по-висок КПД.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Lazarov V., Zarkov Z., Puleva T., Spirov D., Stoyanov L. (2008), *Modeling environment for research of renewable energy sources operation in power limited energy systems*, Advances in Bulgarian Science, vol. 1, NCID 2008, pp. 24-31
- [2] Ivan, J. (1998), *Modeling and Control of a Synchronous Generator with Electronic Load*. M.Sc. Thesis, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia, 1998
- [3] Lazarov, V., Roye D., Zarkov Z., Spirov D. (2009), *Analysis of DC Converters for Wind Generators*, Journal Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics, vol. 22, August 2009, Nis, Serbia, pp.235 – 244

[4] Lazarov V., Zarkov Z., Stoyanov L. (2012), Experimental study of losses in doubly fed induction generator, Proc. of COFRET'12, Sozopol, 2012, pp. 321 – 326

Автори: д-р инж. Владимир Лазаров – доцент в катедра “ Електрически машини”, при Електротехническия факултет на ТУ – София,
email: vl_lazarov@tu-sofia.bg

ФОТОВОЛТАИЧНА СИСТЕМА, СВЪРЗАНА С МРЕЖАТА И СЛЕДЕНЕ ТОЧКАТА НА МАКСИМАЛНА МОЩНОСТ

Владимир Лазаров, Захари Зарков, Людмил Стоянов,
Християн Кънчев, Брюно Франсоа

Резюме: В статията е описана фотоволтаична система, свързана към електрическата мрежа, която използва контролер за следене на точката на максималната мощност. Създаден е подробен симулационен модел на системата, заедно с управлението. Изследвани са алгоритми за следене на максималната мощност, основани на предефинирани криви и с размита (fuzzy) логика. Показани са резултати от симулациите, които доказват работоспособността на моделите при рязко променящи се метеорологични условия и адекватността на избраните подходи. Симулационните резултати от еднофазната система са сравнени с експериментални данни.

Ключови думи: фотоволтаична система, следене на точката на максималната мощност, fuzzy logic контролер

GRID-CONNECTED PV SYSTEM WITH MPPT CONTROL

Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov,
Hristiyan Kanchev, Bruno François

Abstract: This paper presents analysis of a grid-connected PV system with Maximum Power Point Tracking (MPPT) control. A detailed simulation model of single-phase and a three-phase system with MPPT control is created. Two MPPT methods are studied, a fuzzy logic-based and a model-based MPPT using lookup tables. Simulations are performed to test the controller's capability of tracking the MPP when sudden variations in weather conditions occur. Simulation results of the single-phase system are compared to experimental measurements.

Key words: PV system, fuzzy MPPT controller

1. Introduction

The I-V curve of a PV array under constant irradiance is similar to the characteristic shown in fig.1. On this curve there is a unique point, called maximum power point (MPP) at which the array produces the maximum power output. This point changes when variations in the solar irradiance occur (fig.2). If a PV array is directly

connected to a load or a battery, the system's operating point will be different from the MPP. A solution to this problem is the introduction of a DC-DC converter, connected to the PV array, so that the PV array operating voltage and current are independent of the load and are maintained at the MPP by appropriate control. The location of the MPP is not known a priori, due to the fact that this point changes in function of the solar irradiance and cell temperature, as demonstrated on fig.1 and fig.2.

Numerous Maximum Power Point Tracking (MPPT) control algorithms have been proposed in the last decades [1] - [4]: perturb and observe; open circuit voltage; pilot cell; incremental conductance; parasitic capacitance etc.

By now, the most commonly used algorithm in commercial PV inverters is the Perturb and Observe method (P&O) [1]. However, researches demonstrate that the incremental conductance method reaches results similar to the P&O, so it is difficult to say which one is better [2], [3].

There are numerous studies on implementation of a fuzzy logic controller to track the MPP of photovoltaic arrays [5] - [8], however it is difficult to find a model of the whole conversion chain: PV array, DC-DC converter with fuzzy logic-based MPPT and inverter. Nevertheless, most of the studied fuzzy logic MPPT trackers are either implemented on a small PV system with a single phase inverter, or implemented directly on the 3-phase inverter current control, in a PV system without boost converter [8]. For these reasons, in the present paper we propose a fuzzy logic-based MPPT that controls the current drawn from the PV array through a boost DC-DC converter. Then we propose a second study: a model-based MPPT with lookup tables. These MPPT methods are tested on a single-phase PV system with a maximum power output of 270 Wp and on a three-phase system with a maximum power output of 9 kWp.

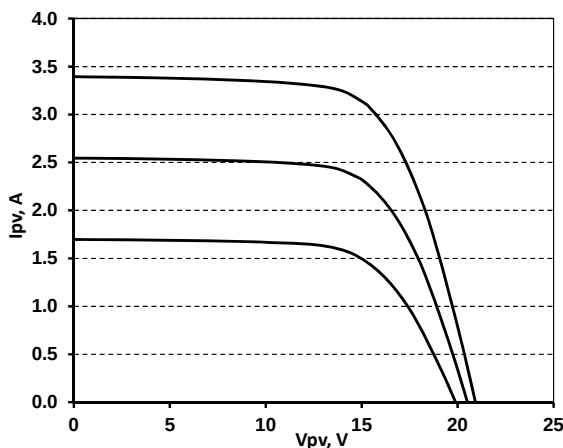


Fig. 1. I-V curve of a PV module at different solar irradiances

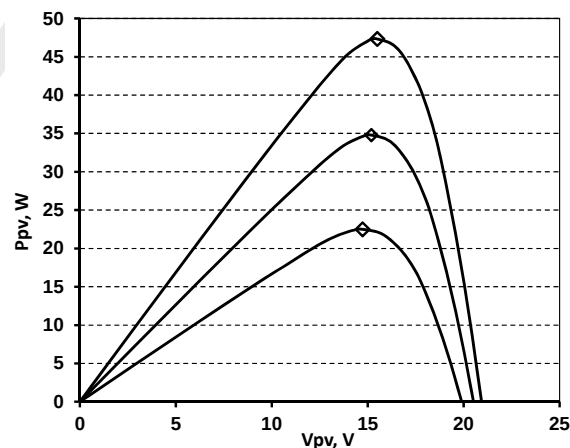


Fig. 2. PV power as a function of the voltage at different solar irradiances.

2. Methods for PV maximum power point tracking

When using P&O method, the PV array current (or voltage) is perturbed by a small increment (ΔI or ΔV) and the resulting change in power (ΔP) is measured. If ΔP is positive, the next perturbation is also in this direction (with same algebraic sign). If

ΔP is negative, the system's operating point has moved away from the MPP, thus the sign of the perturbation will be changed in order to step back, towards the MPP (see fig.1 and fig.2).

Despite of its advantages, this method has certain limitations:

- It becomes difficult for the MPPT algorithm to find the location of the MPP at low solar irradiances because the MPP curve flattens out.
- The P&O algorithm doesn't locate the MPP, but oscillates around it, changing the sign of the perturbation after each measurement.

Finally, it is known that most of the P&O implementations can have random behaviour under rapidly changing solar irradiance [1].

Other popular MPPT methods are:

- Open circuit voltage, which uses the ratio of the array's MPP voltage to its open-circuit voltage [2].
- Short-circuit current method [3]: uses short-circuit current instead of open-circuit voltage.
- Pilot cell method. Here the open circuit voltage or short-circuit current method is used, but on a single PV cell rather than on the whole array.
- Incremental conductance method is based on the fact, that at the MPP the derivative of the power, as a function of the voltage is zero (fig.1 and fig. 2) [4]. The main advantage of this method against the P&O method is that it can decide in which direction to perturb and can locate the MPP exactly, instead of oscillating around it.
- Parasitic capacitance. This method is similar to the incremental conductance but the effect of the cell's parasitic junction capacitance is taken into account [4].

3. MPPT using fuzzy logic controller

The fuzzy logic is a form of many-valuated logic. It deals with reasoning that is rather approximate than fixed and exact. In contrast with traditional logic, it can have varying values. Fuzzy logic variables can have a truth value that ranges in degree between 0 and 1 (completely false and completely true). This makes it far more flexible than binary logic, where sets have two-valued logic: true **or** false.

A basic application of fuzzy logic might characterize sub ranges of a continuous variable. For example a temperature measurement can have several separate membership functions defining particular temperature ranges: PB - Positive big, PM - Positive Middle, PS - Positive Small, ZE - Zero, NS - Negative Small, NM - Negative Middle and NB - Negative Big .

In this research fuzzy logic is used to search for the MPP of a PV array under changing solar irradiance and temperature. A fuzzy logic-based MPPT is robust and with simple design. This method does not require exact knowledge of the PV-array, in other words, the same MPPT controller could be used for several different PV arrays [5]-[8]. The main parts of a fuzzy logic controller (FLC) are fuzzification, rule-base, inference and defuzzification (fig. 3).

In the studied system, input variables of the fuzzy logic controller are the change in array's power ΔP_{pv} and change in the array current ΔI_{pv} (see fig.6). The output of the FLC is the magnitude of the change of boost converter current reference ΔI_{ref} . This reference is the command for controlling the current drawn from the PV array.

The flow chart of the proposed FLC is presented in fig.4 and the fuzzy logic rules are presented in table 1. The variables are fuzzified using linguistic values. The proposed algorithm is a variation of the P&O method. It perturbs the PV array current reference with a small value ΔI_{ref} , observing the change in PV array's power ΔP_{pv} . If a positive perturbation is applied in I_{ref} and the variation is positive ($\Delta P_{pv} > 0$), the FLC will continue increasing I_{ref} until ΔP_{pv} becomes zero. On the other hand, if an increment in I_{ref} results in a decrease in PV power, the FLC will "step back" the PV array current reference until the derivative of the array power is zero, thus the MPP is reached.

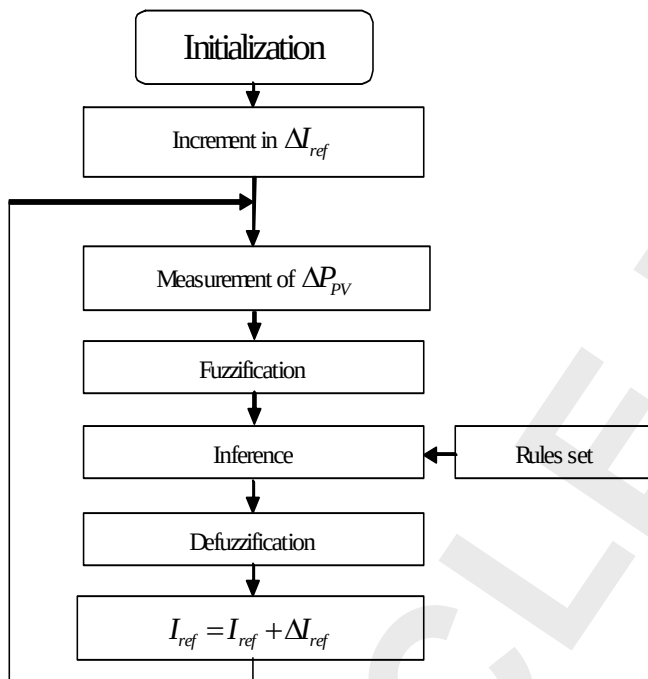


Fig. 3. Flow chart of the proposed FLC

Table 1. Rules of the proposed FLC

Rule no.	If ΔP_{pv}	and ΔI_{pv}	Then ΔI_{ref}
1	PB	P	PB
2	PM	P	PM
3	PS	P	PS
4	ZE	P	PS
5	NS	P	NS
6	NM	P	NM
7	NB	P	NB
8	PB	ZE	PB
9	PM	ZE	PM
10	PS	ZE	PS
11	ZE	ZE	ZE
12	NS	ZE	NS
13	NM	ZE	NM
14	NB	ZE	NB
15	PB	N	NB
16	PM	N	NM
17	PS	N	NS
18	ZE	N	NS
19	NS	N	PS
20	NM	N	PM
21	NB	N	PB

4. Model-based MPPT using lookup tables

This MPPT strategy uses a model of the photovoltaic panel, which determines the curves of the power in function of the current or of the voltage for different global radiations and ambient temperatures. The maximum power point is extracted from those curves and it is possible to form a control surface. Thus, the current (or voltage) reference value for the actual meteorological conditions is determined in real time. As the DC-DC converter control in the studied PV system uses the current as a controlled

variable, the surface in this study represents the current in function of the ambient temperature (T_a) and the global solar radiation (G_a) (fig. 4).

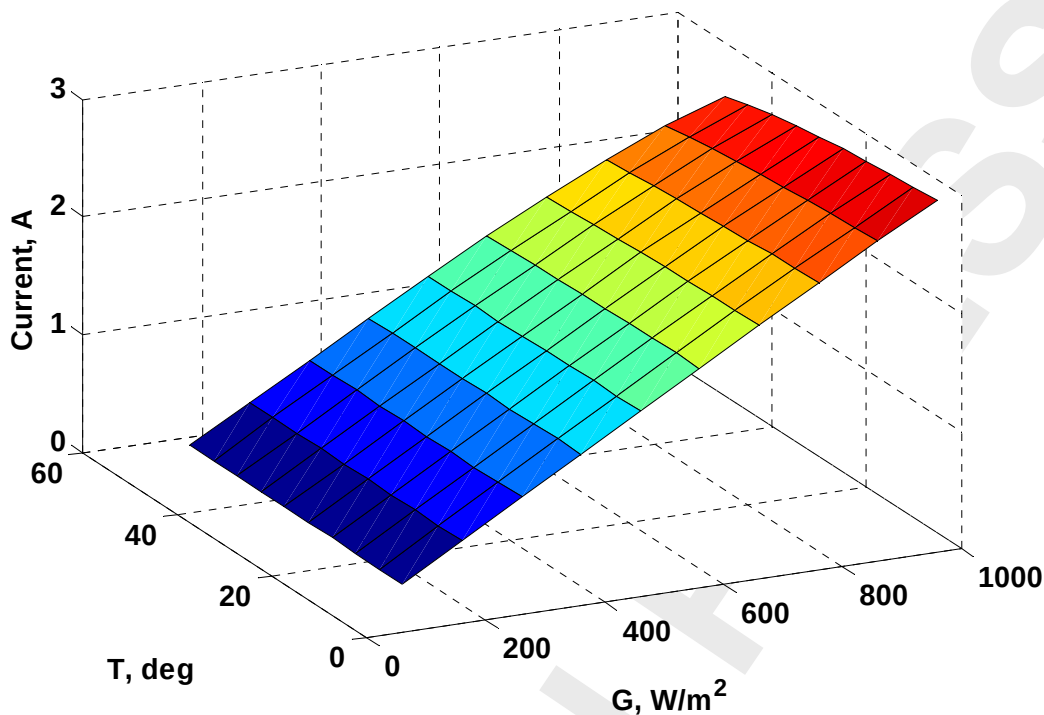


Fig. 4. Control surface of the proposed model-based MPPT

5. Presentation of the studied system

In this research two PV systems have been studied. A common block diagram of the two systems is presented in fig. 5. In both systems the PV array is connected to the inverter via a step-up DC-DC converter, which carries out the MPPT control.

The first system is connected to the grid through a three-phase inverter and has 8 parallel PV strings, each of 25 panels with total maximum power 9kWp.

The second system is connected to the grid through a single phase inverter. It has 2 parallel strings, each of 3 panels with total peak power of 270Wp.

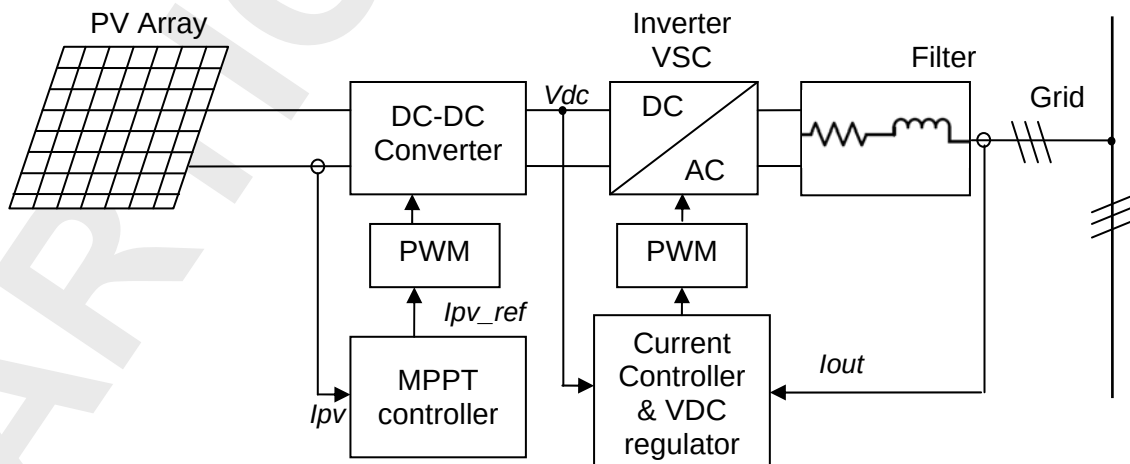


Fig. 5. Block diagram of the studied system with MPPT controller

The studied systems are modelled in Matlab/Simulink. Models of the system components are presented below.

5.1. Photovoltaic array model

The model of the photovoltaic panel is based on the one-diode equivalent circuit detailed in our other publications [9]. This model uses as input variables the solar radiation G , the ambient temperature T and the module voltage V_M to calculate the module current I_M . It is considered that all panels are identical and are subject to the same meteorological conditions. The PV modules used in the simulation are of type PWX500 from Photowatt, France.

5.2. DC-DC converter model

The DC-DC converter is "step-up" (boost) type in order to increase the PV array voltage to a level, which ensures correct operation of the inverter. The circuit is presented in fig. 6.

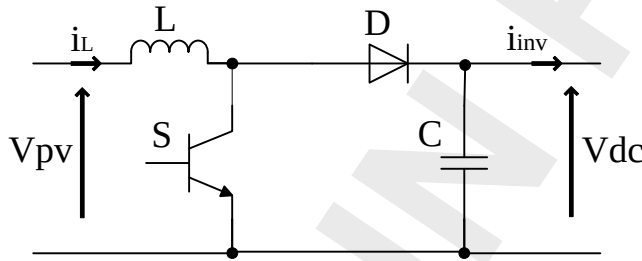


Fig. 6. Step-up converter circuit

The modelling equations, obtained by the Kirchhoff's laws, are

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_b} [V_{bi} - (1-d)V_{DC}] \\ \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_{DC}} [(1-d)i_L - i_{inv}] \end{cases} \quad (1)$$

where i_L is the input current (equal to the PV array current), L_b is the boost inductance, V_{bi} is the input voltage (equal to the PV array voltage), d is the switch state, V_{DC} is the boost output voltage, C_{DC} is the DC-link capacitor and i_{inv} is the inverter input DC current. This model uses the input voltage and the output current as input variables and the input current and the output voltage are calculated.

5.3. Grid-tied inverter model

The first studied system comprises a three-phase grid-tied inverter. The inverter is Voltage Source Converter (VSC) with current control by the grid side. The link between the VSC and the grid is an inductive filter (see fig. 5) necessary for current filtering. The control is based on a symmetric sinusoidal PWM. The three-phase inverter

model determines the voltages on the alternative current side V_{s1n} , V_{s2n} and V_{s3n} using the formulae [10]

$$\begin{aligned} V_{s1n} &= \frac{2}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o \\ V_{s2n} &= -\frac{1}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o + \frac{2}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o \quad (2) \\ V_{s3n} &= -\frac{1}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o + \frac{2}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o \end{aligned}$$

where γ_i ($i \in [1,3]$) are the inverter branches states and $V_o = 0.5V_{DC}$ is the inverter input DC voltage.

The single-phase inverter is described in details in previous authors' works [11]. It consists of full-bridge transistor VSC and LCL filter. The VSC is controlled by bipolar PWM. Same as above (2), the expression for the output voltage of the inverter is

$$V_{in} = \gamma \cdot V_{DC} \quad (3)$$

where $\gamma = -1$ or 1 is the inverter state. Thus the output voltage of the VSC is $-V_{DC}$ or $+V_{DC}$.

6. Simulation results

Various simulations were performed with the two created models – of a 3-phase system and single-phase system and with both MPPT methods - with fuzzy logic and model-based MPPT using lookup tables. The main results from simulations are presented thereafter. A comparison between simulation results and experimental data from the single-phase system is presented in table 2. Results show a good match between both of the simulated MPPT methods and experimental tests using a commercial inverter with MPPT on the same PV array as in the computer model.

Table 2. Simulation results, compared to experimental data

	Simulation Fuzzy logic	Simulation Lookup table	Experimental data
$G = 420 \text{ W/m}^2$, $T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$	$P_{PV} = 114.3\text{W}$	$P_{PV} = 114.3\text{W}$	$P_{PV} = 93.5\text{W}$
$G = 730 \text{ W/m}^2$, $T = 37.7 \text{ }^\circ\text{C}$	$P_{PV} = 159.3\text{W}$	$P_{PV} = 159.5\text{W}$	$P_{PV} = 149.3\text{W}$
$G = 783 \text{ W/m}^2$, $T = 23.3 \text{ }^\circ\text{C}$	$P_{PV} = 191.2\text{W}$	$P_{PV} = 191.3\text{W}$	$P_{PV} = 181.7\text{W}$
$G = 866 \text{ W/m}^2$, $T = 31 \text{ }^\circ\text{C}$	$P_{PV} = 185.2\text{W}$	$P_{PV} = 185.3\text{W}$	$P_{PV} = 184.9\text{W}$
$G = 904 \text{ W/m}^2$, $T = 28.8 \text{ }^\circ\text{C}$	$P_{PV} = 193.3\text{W}$	$P_{PV} = 194.3\text{W}$	$P_{PV} = 201\text{W}$

Fig. 7 shows the curves of variables for the 3-phase system with fuzzy-logic MPPT controller tested with real meteorological data for 90 minutes.

In fig. 8 and 9 are presented simulation results of both MPPT controllers with an artificial profile of solar irradiation and temperature. The aim of this simulation is to test the capabilities of the MPPT controllers to follow the MPP under sudden changes

of solar radiation and temperature. As can be seen, both of them follow the MPP with good precision even by sudden and profound changes in weather conditions (i.e. solar irradiation changing from 1000 to 250 W/m² in under 0.5 s and then raising back to 800 W/m²). Sudden changes in the temperature also do not disturb the MPPT controllers. As presented on fig. 9 and 10, with the temperature falling down with 15°C in one second, both MPPT controllers succeed in tracking down the new MPP.

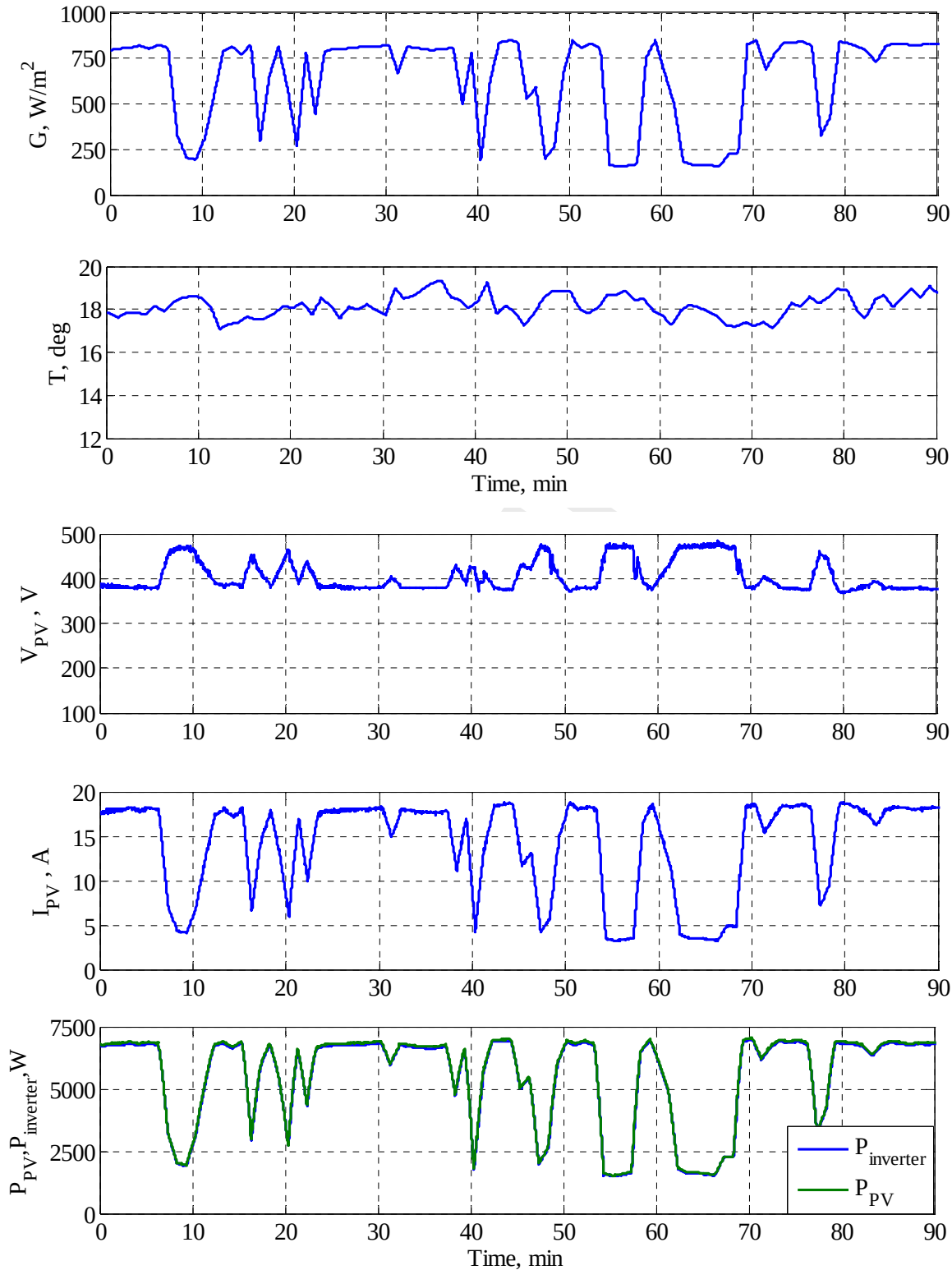


Fig. 7. Results for 3-phase system with real meteorological data as input

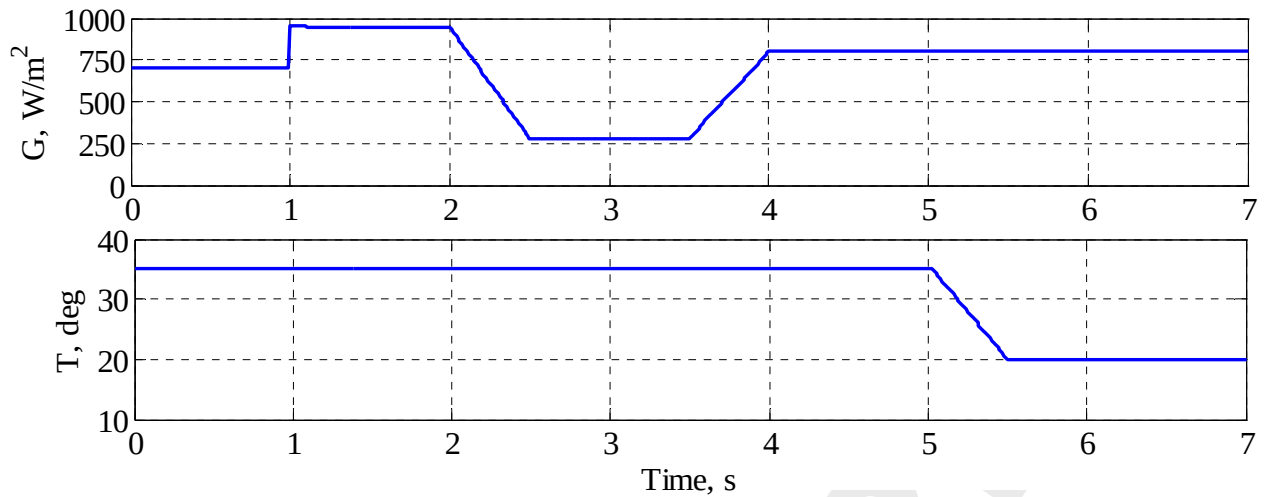


Fig. 8. Global radiation and temperature profiles for testing the MPPT controllers

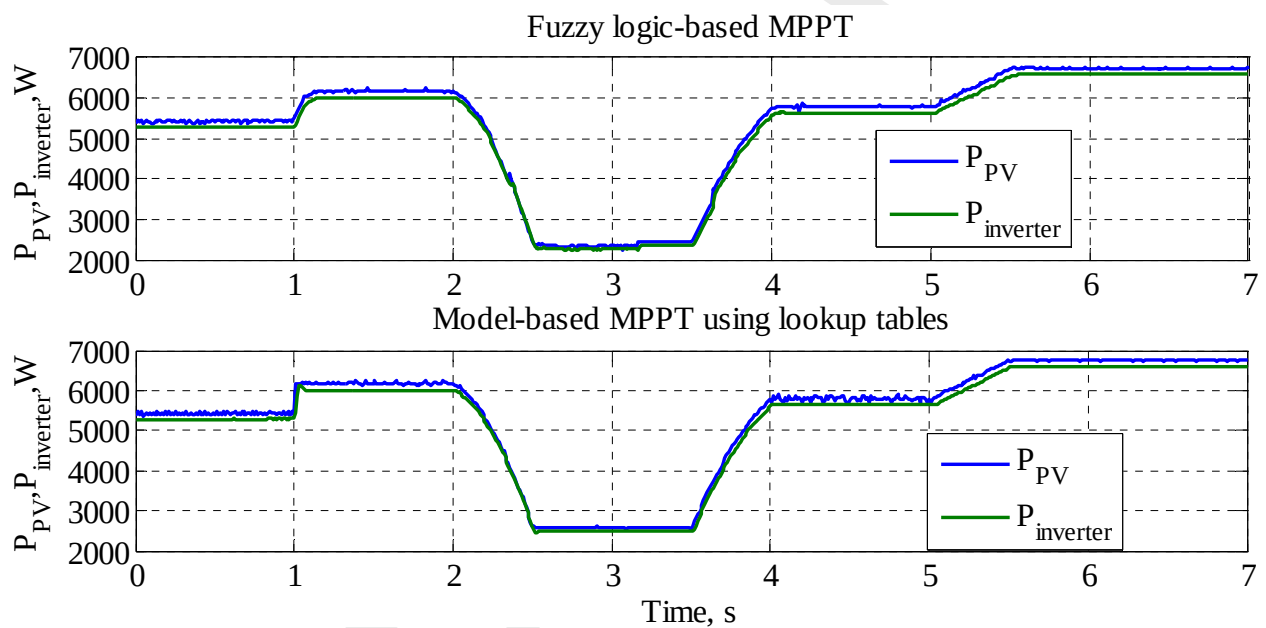


Fig. 9. Simulation results of a three-phase system with two MPPT controllers

7. Conclusions

A grid-connected PV system with MPPT control through the boost converter current is presented and analyzed in this paper. Two methods for MPPT are studied: fuzzy logic-based and model-based MPPT with lookup tables. These techniques have been applied to two separate system models: a three-phase system with 9kWp peak power and a single-phase system with a peak power of 270Wp. Simulations were performed with an artificial profile of global radiation and temperature in order to test the capabilities of the MPPT algorithms when sudden variations in these parameters occur. Then, the models were tested with real meteorological data as input. The simulation results demonstrate proper operation of both MPPT approaches in any situation. Simulation results for the single-phase system were compared to experimental tests on a real PV system with the same parameters. Results from the simulations match experimental data, collected from measurements of the real system.

References

- [1] Hohm D. P. and Ropp M.E., Comparative of maximum power point tracking techniques, Progress in photovoltaics: Research and applications journal, vol. 11 (2003), pp. 47-62
- [2] Faranda R., Leva S., Energy comparison of MPPT techniques for PV systems, WSEAS Transactions on Power Systems, issue 6, vol.3, 2008
- [3] Azevedo G.M.S., Cavalcanti M. C., et al., Evaluation of maximum power point tracking methods for grid connected photovoltaic systems, proceedings of the IEEE Power Electronics specialists Conference 2008 (PESC'08), 15-19 June 2008, island of Rhodes, Greece
- [4] Jain S. and Agarwal V., Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems, IEEE Transactions in electric Power Applications, vol.1, no.5, pp.753-762, 2007
- [5] Chin C.S., Neelakantan P., et al., Fuzzy logic-based MPPT for Photovoltaic Modules influenced by solar irradiation and cell temperature, proceedings of the 13th International Conference on Modelling and Simulation UKSim, 2011
- [6] Takun P., Kaitwanidvilai S. and Jettanasen C., Maximum power point tracking using fuzzy logic control for photovoltaic systems, proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS'11), 16-18 March 2011, Hong Kong, China
- [7] Farhat M. and Sbita L., Advanced fuzzy MPPT control algorithm for photovoltaic systems, Science Academy Transactions on Renewable energy Systems Engineering and Technology, vol. 1, no.1, 2011, pp. 29-36
- [8] Alonso-Martinez, J., Arnaltes., S., A three-phase grid-connected inverter for photovoltaic applications using fuzzy MPPT, Fuzzy logic controller for the maximum power point tracking in photovoltaic system, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), vol. 2, issue 1, pp. 104-107, 2012
- [9] Lazarov V., Z. Zarkov, L. Stoyanov, H. Kanchev, Modeling of photovoltaic panels for MPPT purposes, IV-th Scientific Conference Electrical Faculty 2012, 28 September - 1 October 2012, Sozopol, Bulgaria, book 2, pp. 6-16, 2012
- [10] Pires V.F., Silva F.A., Teaching Nonlinear Modeling, Simulation, and Control of Electronic Power Converters Using MATLAB/SIMULINK, IEEE Transaction on education, vol. 45, n. 3, pp.253-261, 2002
- [11] Lazarov V., Z. Zarkov, H. Kanchev, Grid-connected single-phase inverter for renewable energy sources, Proceedings of the Technical University – Sofia, vol. 59, book 2, 2009

Acknowledgements

The authors would like to thank the Bulgarian National Research Fund for the financial support under contract DUNK 01/3.

Authors

Vladimir Lazarov is Associated Professor in the Faculty of Electrical Engineering of the Technical University of Sofia and is responsible for the “Laboratory on Renewable Energy Sources”, e-mail: vl_lazarov@tu-sofia.bg

Zahari Zarkov is Associated Professor in the Faculty of Electrical Engineering of the Technical University of Sofia, e-mail: zzza@tu-sofia.bg

Ludmil Stoyanov is assistant professor at the Technical University of Sofia, e-mail: ludiss@tu-sofia.bg

Hristiyan Kanchev is PhD student at the Technical University of Sofia and Ecole Centrale de Lille, e-mail: hkanchev@tu-sofia.bg, hkanchev@ec-lille.fr

Bruno François is a Professor at the department of Electrical Engineering at Ecole Centrale de Lille, France.

ОГРАНИЧАВАНЕ НА МОЩНОСТТА НА ФОТОВОЛТАИЧНИ СИСТЕМИ, РАБОТЕЩИ В ПАРАЛЕЛ С ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА МРЕЖА

Владимир Лазаров, Захари Зарков, Людмил Стоянов, Християн Кънчев,
Брюно Франсоа

Резюме: Статията представя стратегия за ограничаване на изходящата мощност на фотоволтаично поле. Разгледани са две възможности и тяхното осъществяване с предварително известни таблици и с размита логика. Показани са и симулационни резултати от модела на системата в Matlab/Simulink.

Ключови думи: фотоволтаична система, моделиране, ограничаване на изходящата мощност

GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS WITH LIMITED OUTPUT POWER CONTROL

Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev,
Bruno François

Abstract: This paper presents a control strategy to limit the output power of photovoltaic array. Two possibilities are discussed with their realization using lookup tables and fuzzy logic. Finally are shown simulation results from the system model, realized in Matlab/Simulink.

Keywords: photovoltaic system, modeling, limited output power

1. Introduction

The high photovoltaic panel price and the stochastic nature of the input solar energy are the main factors constraining the proliferation of PV technology for electricity production [1]. There are two ways to reduce the influence of those factors. The first one is the creation of new photovoltaic cells materials with a lower price or higher efficiency [2]. The second possibility is to increase the return on investment using a maximum power point tracking (MPPT) system to maximize the produced, respectively the sold, energy [3].

When the photovoltaic installations are connected to the grid it is necessary to meet the system operator requirements, i.e. active management of the PV output power is needed. Actually the output power control is passive and discrete (realized by disabling modules, strings or the entire system) and it is not possible to provide smooth and accurate power limitation [4]. Thus the owner suffers economic losses.

This paper proposes a control strategy that ensures a smooth power control, allowing the injection of the maximum possible power to the grid from the system operator viewpoint and implementing an active PV plant control. The strategy is tested on a Matlab/Simulink model of full photovoltaic system, composed by a PV array, a boost converter and an inverter. The system model uses the state space equations and is presented briefly. Finally, simulation results obtained with the created model are presented, illustrating the control strategy operation.

2. The limited output power concept

The control of the power converters after the photovoltaic array seeks to keep the PV panels' operation point at the I-V curve knee in the aim to ensure maximum output power [3]. This is illustrated on fig.1 where for different global radiations G are plotted the array I-V curves for constant cell temperature.

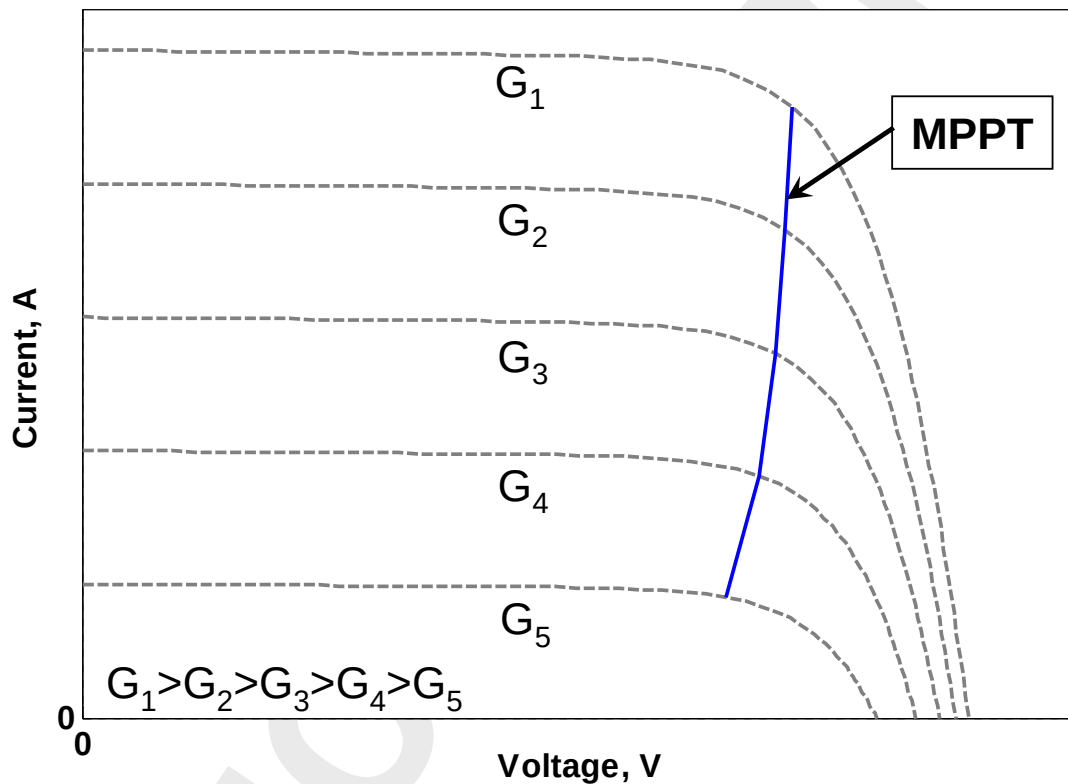


Fig.1. MPPT control concept

As mentioned above the MPPT is not always a suitable solution for the system operator. The strategy proposed in this paper consists in the displacement of the operation point sideways of the MPPT curve. The limited power point tracking (LPPT) strategy can be easily illustrated using the fig.2 where the $P=f(V)$ curves of the photovoltaic panel are plotted for different solar radiations. The same figure can be plotted for the $P=f(I)$ curves. The P-V curves are used to keep the correspondence with the I-V curves presented in fig.1. We can see that the P-V curve for given solar radiation has a maximum. Thus, there are two possibilities to reduce the photovoltaic output power – to the left of the maximum and to the right. The side choice depends on the control system of the power converter after the PV panel/string/array. It can be controlled with a voltage or current reference value. In the first case the points on the

curves on the left side of the power maximum will be used because the voltage variation is more significant. On the other hand, the right side curves correspond to the distinct change of the current. Thus the operation points on those curves will be used for controls based on the current reference. Once the reference value is determined it is imposed on the power converter control, which fulfills it and the operation point is fixed in such a way that the output power is reduced from its maximum value. This control uses only electrical means and is not accompanied with panel/string/array switch off. Its realization can be based on any of the well-known methods for MPPT implementation. The system operator requirement can be defined in percent from the actual maximal power or as a maximum power accepted by the operator.

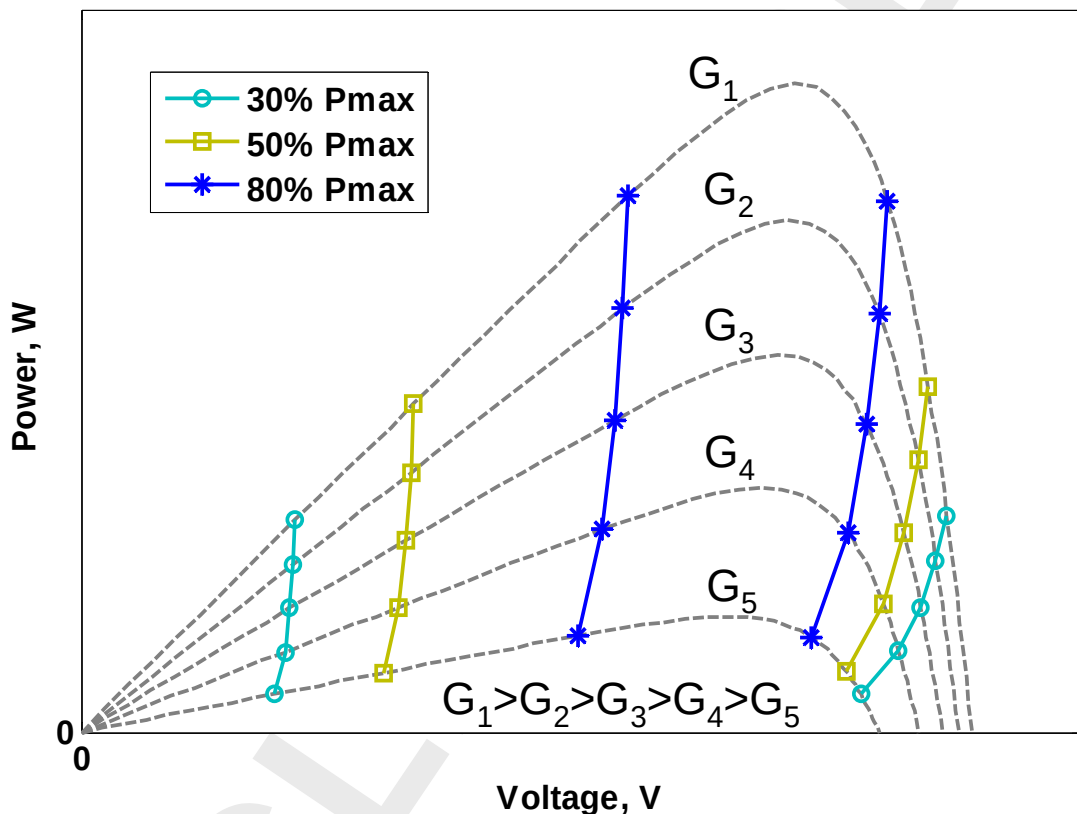


Fig.2. The limited output power concept

3. Studied photovoltaic system modeling

The proposed control strategy is implemented in the Matlab/Simulink model of a photovoltaic system. It contains a PV array, a capacitor, a boost converter and an inverter. In this point are presented the model equations of the different system elements.

A. Photovoltaic panel model

The used model of the photovoltaic panel is based on the one-diode equivalent scheme discussed in detail in another of the authors' publications [5]. It is important to notice that this model uses as input variables the solar radiation, the ambient temperature and the module voltage V_M to calculate the module current I_M :

$$I_M = I_{M,SC} \cdot \left\{ 1 - \exp \left[\frac{V_M - V_{M,OC} + I_M \cdot (R_{M,S} + R_{S,CC})}{V_{M,T}} \right] \right\} - \frac{V_M + I_M (R_{M,S} + R_{S,CC})}{R_{sh}} \quad (1)$$

where $I_{M,SC}$ is the module short circuit current, $V_{M,OC}$ is the module open circuit voltage, $R_{M,S}$ is the module series resistance, $R_{S,CC}$ is the connecting cables resistance, $V_{M,T}$ is the module thermal voltage and R_{sh} is the module shunt resistance.

To realize the PV array model it is considered that all panels into it are submitted to the same meteorological conditions and are identical. Thus the PV array current is equal to the product of the parallel connected strings number and the module current. The PV array voltage is equal to the product of the number of series connected modules in one string and of the module voltage.

B. Boost converter model

The boost converter is used to increase and stabilize the inverter input voltage to ensure its correct operation. DC-DC converter modeling equations, obtained by the Kirchhoff's laws application, are:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_b} [V_{b,i} - (1-d)V_{dc}] \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_b} [(1-d)i_L - i_{inv}] \end{cases} \quad (2)$$

where i_L is the boost input current, L_b is the boost inductance, $V_{b,i}$ is the boost converter input voltage, d is the switch state, V_{dc} is the boost output voltage, C_b is the boost capacitor and i_{inv} is the inverter current.

The boost converter model uses the input voltage and the output current as input variables and the input current and the output voltage are calculated.

C. Inverter model

The photovoltaic system can be connected to one or three phase grid in function of the system rated power. In this paper are studied both possibilities.

The three phase inverter model determines the voltages on the alternative current side V_{s1n} , V_{s2n} и V_{s3n} using the formulae:

$$\begin{aligned} V_{s1n} &= \frac{2}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o \\ V_{s2n} &= -\frac{1}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o + \frac{2}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o \\ V_{s3n} &= -\frac{1}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o + \frac{2}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o \end{aligned} \quad (3)$$

where γ_i ($i \in [1,3]$) are the inverter branches states and $V_o = 0.5V_{dc}$ is the inverter input DC voltage

The modeled single-phase inverter is full-bridge transistor voltage source converter. The inverter output voltage is:

$$V_{1n} = \gamma \cdot V_{dc} \quad (4)$$

where $\gamma = -1$ or 1 depending on the inverter branches state.

4. Control subsystems

The studied PV system contains 3 control systems, presented below.

A. Boost control

The DC-DC converter is current-controlled by the boost input current i_L . In the studied system, i_L is equal to the PV array current. This allows us to realize the MPPT with current control of the PV array. The block diagram of the DC-DC converter control is presented on fig.4. The current reference i_{ref} comes from the MPPT controller. The measured input current of the DC-DC converter is subtracted from the reference and the difference is passed through a PI-controller. Then, the converter control signals are obtained using PWM modulation with a carrier frequency of 10 kHz.

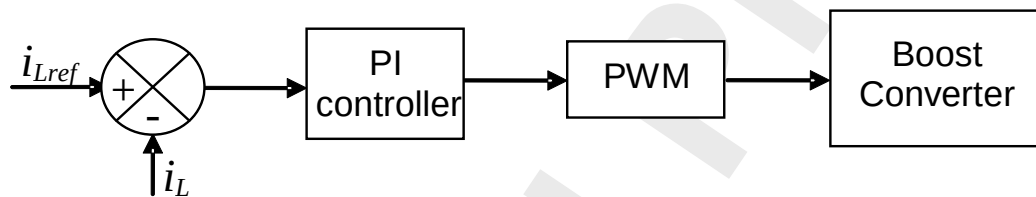


Fig.4. Boost converter control system scheme

B. Inverter control

The inverter (three- or single-phase) control determines the currents to be injected to the grid. The active current component comes from the DC voltage regulator which maintains the voltage V_{dc} to a given reference value. The reactive current component is defined by the system operator in function of the reactive power needs of the grid. The control system is discussed in detail in [6] and [7].

C. Limited power point tracking control

This control system determines the current reference value of the boost converter. Thus the photovoltaic operation point is maintained to a given position, imposed by the system operator. As mentioned above the system operator requirements can be expressed as a percentage or as an absolute value. This paper presents two approaches that execute one of two cases. In the case of requirement in percent from the available output power authors propose the method with lookup table, which uses predefined surfaces to determine the current reference value at given ambient temperature and solar radiation. The LPPT controller can operate precisely only with predefined power limitations which are included in the lookup table. Otherwise, a little error is possible because of the interpolation between the two surfaces nearest to each other. As an example the fig.5 presents the surfaces for 80%, 50% and 30% of available power limitation. The choice of the control surface depends on the system operator requirements.

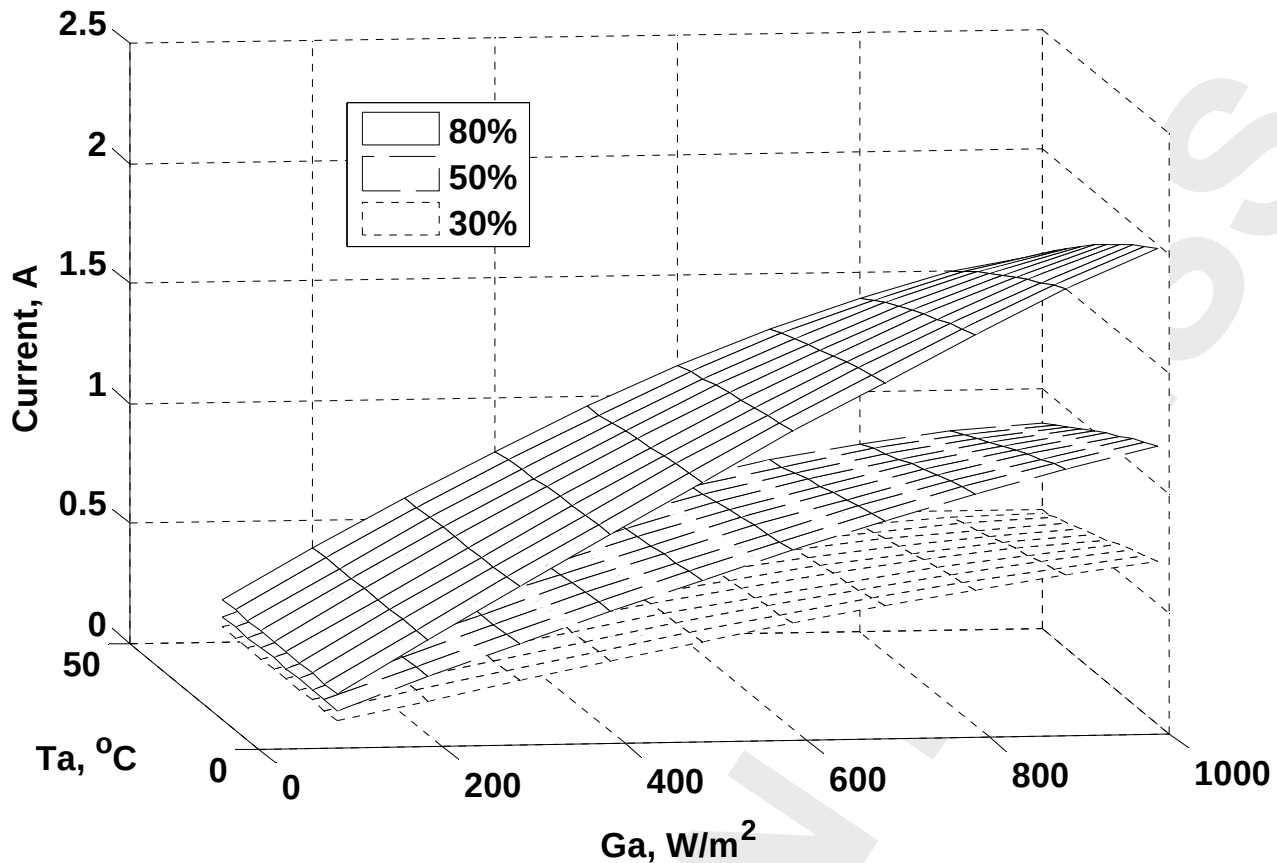


Fig.5. Control surfaces for boost converter control system scheme

The absolute value requirement is realized by fuzzy logic based controller (FLC). Its block diagram is presented on fig.6. The system operator sends a limited power reference that has to be executed by the controller. The power reference P_{LPP} is subtracted from the PV array measured power and then the difference is expressed as a percentage of the PV array measured power (0÷100%). This is the input variable of the fuzzy logic controller. The output of the FLC is the magnitude of the change of boost converter current reference ΔI_{ref} . This reference is the command for controlling the current drawn from the PV array. The variables are fuzzified using linguistic values: PB - Positive Big, PM - Positive Middle, PS - Positive Small, ZE - Zero, NS - Negative Small, NM - Negative Middle and NB - Negative Big.

The proposed algorithm changes the PV array current reference with a certain value ΔI_{ref} in function of the difference between the PV array actual output power and the limited power reference P_{LPP} . If the difference is positive, the PV array power is greater than the demanded limited power. In this case the FLC decreases the PV current reference ($\Delta I_{ref} < 0$), in order to obtain less output power from the PV array. On the other hand, if the difference is negative the PV array output power is smaller than the demanded limited power. In this case, the PV array current reference will be increased ($\Delta I_{ref} > 0$), to obtain exactly the demanded limited power output from our PV array. The rules of the proposed fuzzy logic LPP controller are presented in table 1.

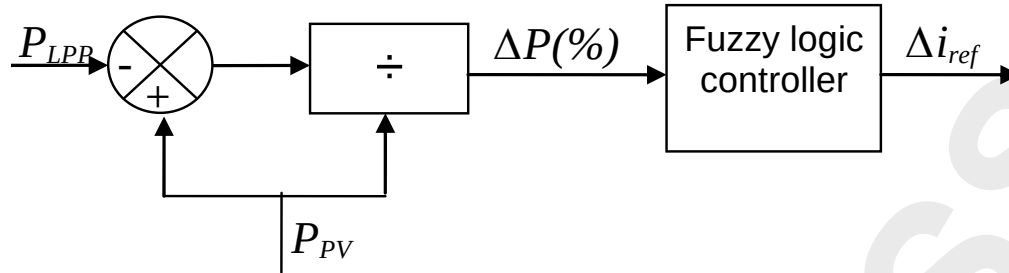


Fig.6. Block diagram of the LPP control with fuzzy logic

Table 1

Rule no.	If ΔP	Then ΔI_{ref}
1	PB	NB
2	PM	NM
3	PS	NS
4	ZE	ZE
5	NS	PS
6	NM	PM
7	NB	NB

Regardless the type of the system operator requirement and the approach used, the limited power point tracking controller can also operate with MPPT if the operator does not impose power limitation on the photovoltaic system or if there is a lack of primary potential.

5. Simulation results

The model of the described system is realized in the Matlab/Simulink environment. Its block scheme is presented in fig.7. Both possibilities for output power limitation requirement are studied. In both cases the solar radiation and the ambient temperature follow the behavior illustrated in fig.8. The simulated variations are artificial and illustrate the stability of the system even during meteorological changes, which are unrealistic.

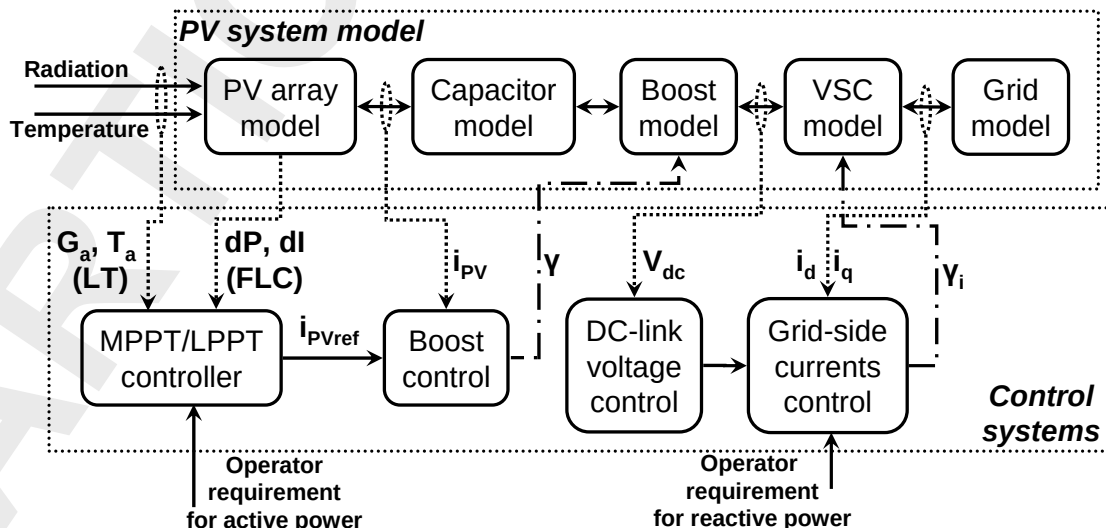


Fig.7. Block diagram of the described system

First, results are presented from the percentage limitation realized with lookup table (fig.9). At time $t=0.5$ s the system operator imposes to the PV system to operate with 80% (as an example) from its maximal possible power. The first subfigure shows the produced power (solid line) and the maximal power (dash-dotted line). We can see that the system operator limitation is applied to the system regardless of changes in the meteorological conditions. The other two subfigures present the variation of the array current and voltage. The current follows the variation of the global radiation and the voltage change has an opposite sign. The ambient temperature variation causes an increase in both variables.

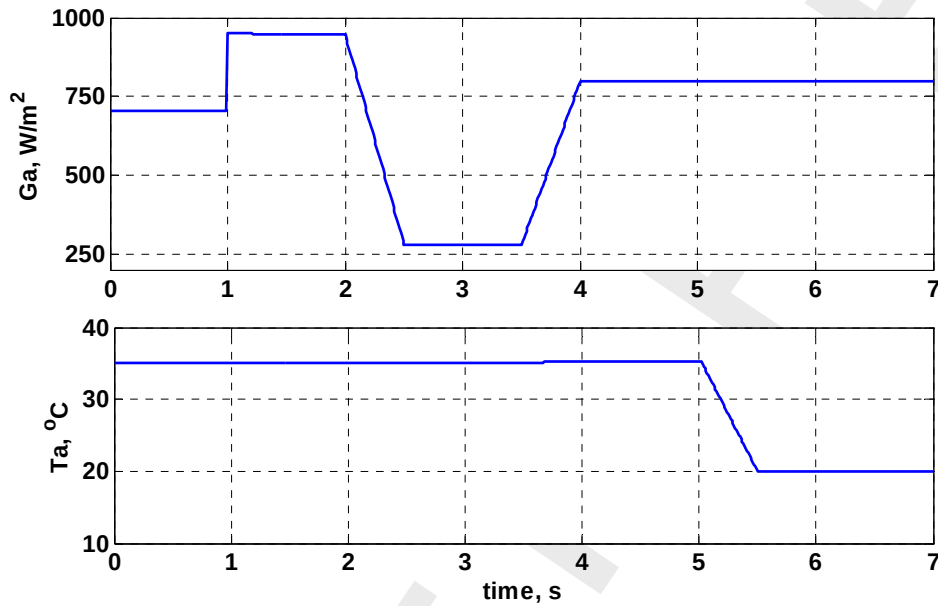


Fig.8. Solar radiation and ambient temperature variation

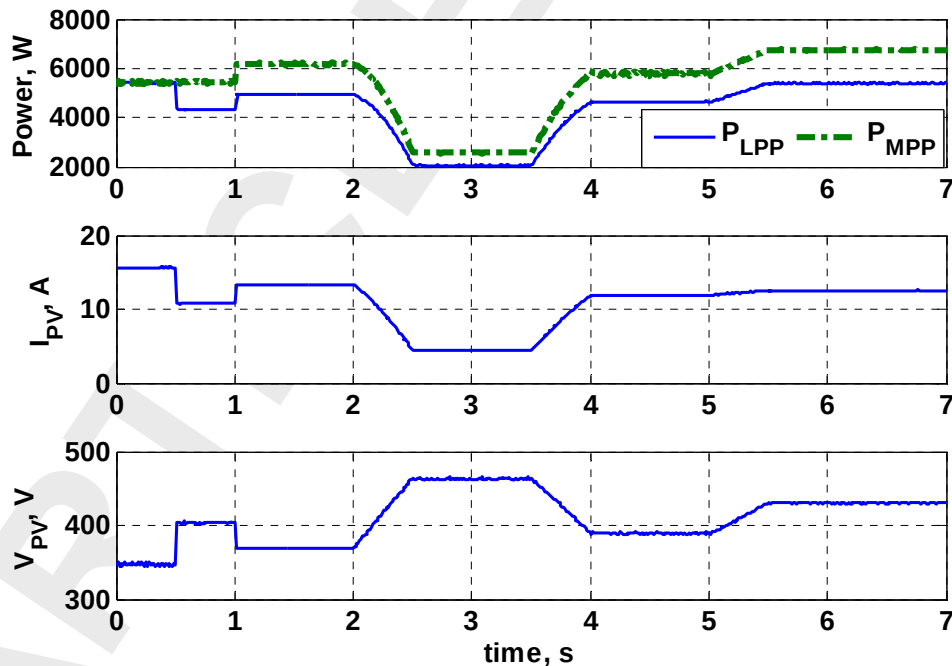


Fig.9. Photovoltaic array power, current and voltage for percentage limitation

The limitation to a given power reference simulation is presented on fig.10. At time $t=0.5$ s the system operator requires the PV system to produce exactly 4 kW if it

is possible. Otherwise the system can operate at MPPT. The first subfigure illustrates the PV array and the inverter powers. The system operator requirement is respected when the available power allows it. The power drop between 2.35s and 3.75s is due to the insufficient solar radiation. In this time interval the PV system operates with maximum possible power. The transient processes in the array current and voltage (sub-figures 2 and 3) on the interval boundaries are caused by the switching of the control from limited to maximum power point tracking and vice versa.

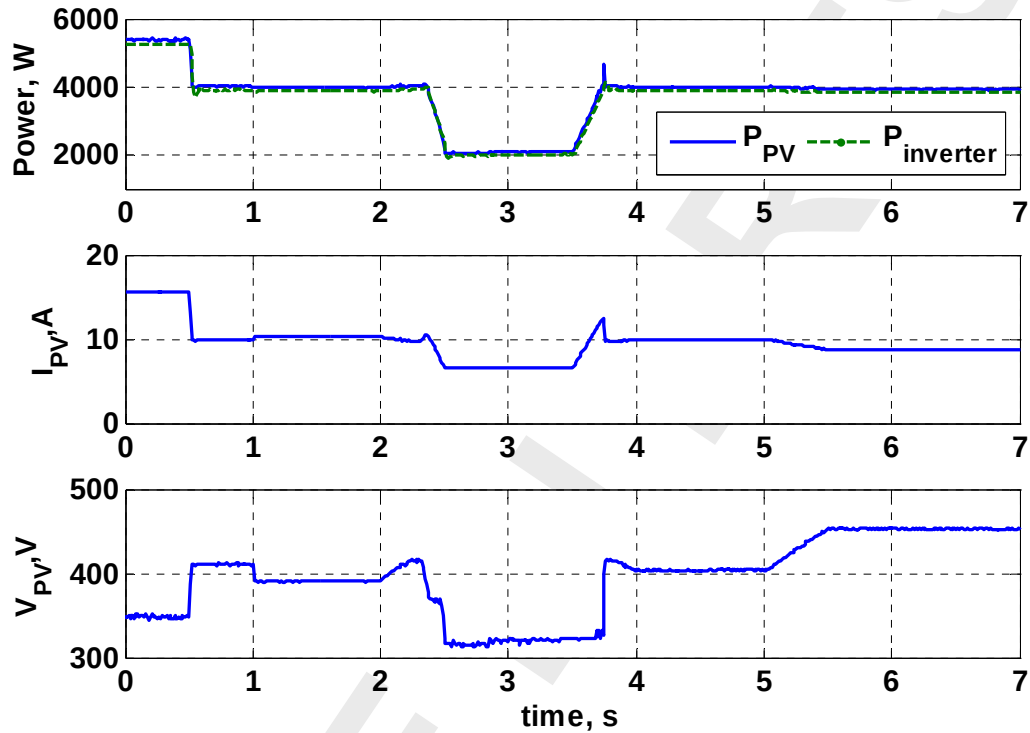


Fig.10. Photovoltaic array power, current and voltage for absolute power limitation

6. Conclusion

The paper presents the concept for power limitation of photovoltaic systems without the switch-off of whole strings of the PV installation. Two types of approaches are discussed, modeled and simulated. The first one consists in limitation of the array output power to given percentage from the available power. This approach is realized with lookup table based controller. The second type of limitation is the requirement to a given output power. In this case a fuzzy logic controller is used. If the primary potential is not sufficient to fulfill the requirement the PV system operates with maximum power point tracking. Both limitation strategies are implemented in Matlab/Simulink model of photovoltaic system containing a PV array, a capacitor, a boost converter and an inverter. The simulation results illustrate the model and controllers' correct operation at variable meteorological conditions. Both types of system operator requirements are executed correctly taking into account the primary potential limitation.

The developed methods give the possibility of a smooth and precise output power control of grid connected PV systems, thus enabling their further penetration into power systems.

Acknowledgements

The authors wish to thank the Bulgarian National Research Fund for the financial support in the framework of the program of the University Research Complex - contract DUNK 03/1.

REFERENCES

- [1] European Photovoltaic Industry Association (2011), **Global market outlook. For photovoltaics until 2016**, available <http://files.epia.org/files/Global-Market-Outlook-2016.pdf>
- [2] European commission (2005), **Strengths, Weaknesses, Opportunities and Threats in Energy Research**, EUR 21612
- [3] Hohm, D. P., Ropp M. E. (2003), **Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms**, Progress in photovoltaics: Research and applications, vol. 11, pp. 47-62
- [4] Bebic, J.(2008), **Power System Planning: Emerging Practices Suitable for Evaluating the Impact of High-Penetration Photovoltaics**, Subcontract Report NREL/SR-581-42297, February 2008
- [5] Lazarov V., Zarkov Z., Stoyanov L., Kanchev H. (2012), **Modeling of photovoltaic panels for MPPT purposes**, IV-th Scientific Conference Electrical Faculty 2012, 28 September - 1 October 2012, Sozopol, Bulgaria, book 2, pp. 6-16
- [6] Lazarov V., Zarkov Z., Stoyanov L., Spirov D. (2011), **Maximum power operation of wound rotor asynchronous machine for wind generator**, Proceedings of the Technical University – Sofia, vol. 61/2011, book 2, pp. 133-142
- [7] Lazarov V., Zarkov Z., Kanchev H. (2009), **Grid-connected single-phase inverter for renewable energy sources**, Proceedings of the Technical University – Sofia, vol. 59, book 2, pp. 122-130

Authors:

Assoc. Prof. Vladimir Lazarov – Head of department “Electrical Machines” of the Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia,
email: vl_lazarov@tu-sofia.bg

Assoc. Prof. Zahari Zarkov – lecturer in the department “Electrical Machines” of the Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia,
email:zzza@tu-sofia.bg

Assistant Prof. Ludmil Stoyanov – assistant professor in the department “Electrical Machines” of the Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia, email: ludiss@tu-sofia.bg

Master Hristiyan Kanchev – PhD student in the department “Electrical Machines” of the Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia,
email: hkanchev@tu-sofia.bg

Bruno François is a Professor at the department of Electrical Engineering at Ecole Centrale of Lille, France,
email: bruno.francois@ec-lille.fr

МОДЕЛИРАНЕ НА ФОТОВОЛТАИЧНИ ПАНЕЛИ ЗА ЦЕЛИТЕ НА СЛЕДЕНЕ НА ТОЧКАТА НА МАКСИМАЛНА МОЩНОСТ

Владимир Лазаров, Захари Зарков, Людмил Стоянов, Християн Кънчев

Резюме: В доклада е представено моделирането на фотоволтаичен модул за целите на следене на точката на максимална мощност (СТММ). Първоначално е описана теоретичната обосновка на модела и експерименталното определяне на параметрите му. Накрая е обяснена и онагледена стратегията за СТММ.

Ключови думи: фотоволтаичен панел, моделиране, следене на максималната мощност

MODELING OF PHOTOVOLTAIC PANELS FOR MPPT PURPOSES

Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev

Abstract: The current paper presents the modeling of photovoltaic module for Maximum power point tracking (MPPT) purposes. First the model theory is described and the experimental determination of the model constants is presented. Finally the MPPT strategy is explained and illustrated.

Keywords: photovoltaic panel, modeling, maximum power point tracking

1. Introduction

The installed photovoltaic power plants have seen annual increases due to the depletion of traditional energy sources and due to legislation imposing a cost on greenhouse gas emission [1]. To assure a fast investment return the installations has to operate at maximum possible power.

This paper is oriented on the modeling of photovoltaic (PV) panels in the aim to determine the maximal power for given meteorological conditions for the MPPT purposes. A model review is presented and one of the models is presented in details with some improvements by the authors. An experimental study was provided and the model constants, characteristic for each PV panel series, are determined. Finally the proposed maximum power point tracking strategy is explained.

2. PV models review

In the literature we can find two general approaches for the photovoltaic panels modeling. The first one is oriented on the productivity calculation of the PV installation. In this approach the model searches to determinate the output power or the PV

efficiency in the aim to identify the produced energy. Different models for this application has been presented and examined in previous authors' work [2]. The second approach consists in the modeling of the electrical variables of the panel. In this aim the PV cell is presented as an equivalent circuit. This second approach is suitable for this study because the MPPT control, nevertheless the strategy, generates an electrical variable (current or voltage) reference used by the power converter after the photovoltaic module/array. There are two equivalent circuits in the literature. The most common model uses the one diode equivalent scheme presented on fig.1 [3], [4]. The second equivalent circuit uses two diodes scheme (fig.2) [5], [6].

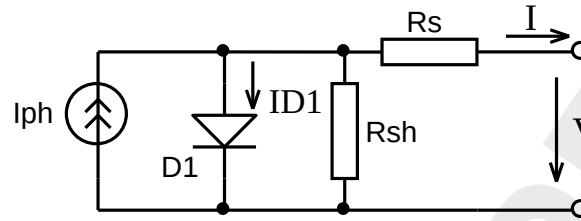


Fig.1. One diode photovoltaic cell equivalent circuit

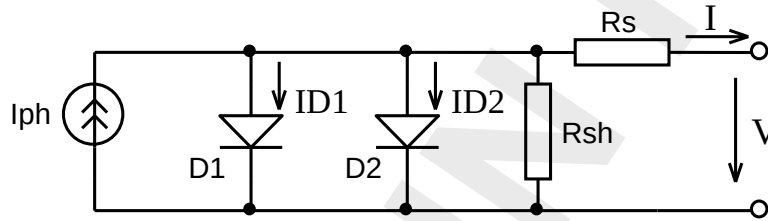


Fig.2. Two diode photovoltaic cell equivalent circuit

3. Description of the model

The realized photovoltaic model is based on the one diode model presented in [7]. This model is preferred over the others one diode model because of the reduced unknown parameters. This is also the reason to avoid the two diode PV model. Moreover the chosen model integrates the cell temperature calculation on the base of the ambient one and the solar radiation. Thus the model can operate only using standard meteorological data – the ambient temperature and the global solar radiation on the PV installation surface.

The one diode model represents one photovoltaic cell. Thus the first step is to determine the cell parameters using the manufacturer module data. The used data is the module maximum power ($P_{M,MAXr}$), the module short circuit current ($I_{M,SCr}$), the module open circuit voltage ($V_{M,OCr}$) and the number of the cells connected in series ($N_{M,s}$) and in parallel ($N_{M,p}$). The “r” index corresponds to the rated parameter value. The corresponding cell parameters ($P_{C,MAXr}$, $I_{C,SCr}$, $V_{M,OCr}$) are calculated as follows:

$$P_{C,MAXr} = \frac{P_{M,MAXr}}{N_{M,s} \cdot N_{M,p}} \quad (1)$$

$$I_{C,SCr} = \frac{I_{M,SCr}}{N_{M,p}} \quad (2)$$

$$V_{C,OCr} = \frac{V_{M,OCr}}{N_{M,s}} \quad (3)$$

As mentioned above the model calculates the cell temperature (T_C) from the ambient temperature (T_a). For this purpose is used the Ross formula [8], which take into account the solar radiation (G_a) influence on the cell temperature by the constant C_2 :

$$T_C = T_a + C_2 \cdot G_a \quad (4)$$

The constant C_2 is one of the model constants to determine experimentally.

The cell rated parameters and the cell temperature are used to evaluate the serial resistance R_s in the model. The calculation steps are described bellow. First is calculated the thermal voltage in the cell semiconductor:

$$V_{C,T} = \frac{m \cdot k \cdot (273 + T_C)}{e} \quad (5)$$

where m is the idealizing factor, which is the second experimentally determined constant, k is the Boltzmann's gas constant, e is the electron charge and the cell temperature is in degrees Celsius.

The referenced open circuit voltage is calculated as follows:

$$v_{C,OC} = \frac{V_{C,OCr}}{V_{C,T}} \quad (6)$$

It is used in the formula of the fill factor (FF) at operating conditions:

$$FF = \frac{[v_{C,OC} - \ln(v_{C,OC} + 0.72)]}{v_{C,OC} + 1} \quad (7)$$

The fill factor rated value is function of the rated cell power, open circuit voltage and short circuit current:

$$FF_r = \frac{P_{C,MAXr}}{V_{C,OCr} \cdot I_{C,SCr}} \quad (8)$$

The referenced serial resistance is determined by:

$$r_s = 1 - \frac{FF}{FF_r} \quad (9)$$

Thus the cell serial resistance value for given cell temperature is calculated:

$$R_{C,S} = r_s \frac{V_{C,OCr}}{I_{C,SCr}} \quad (10)$$

And the module serial resistance is:

$$R_{M,S} = R_{C,S} \frac{N_{M,s}}{N_{M,p}} \quad (11)$$

In the realized model the resistance of the connecting cables ($R_{S,CC}$) is added to the module serial resistance, assuming that the cooper temperature is equal to the cell temperature.

The module rated parameters are determined for given test conditions – solar radiation ($G_{a,r}$) and cell temperature ($T_{C,r}$). Using the solar radiation test value is determined the model constant C_1 , which is used to calculate the cell short circuit current ($I_{C,SC}$) at the operating solar radiation:

$$C_1 = \frac{I_{C,SCr}}{G_{a,r}} \quad (12)$$

$$I_{C,SC} = C_1 \cdot G_a \quad (13)$$

It's fairly to indicate the absence of equation member that takes into account the influence of the cell temperature on the short circuit current value, this influence being very small. The module short circuit current is then calculated by:

$$I_{M,SC} = I_{C,SC} \cdot N_{M,p} \quad (14)$$

The operating open circuit voltage is determined from the rated open circuit voltage and taking into account the cell temperature influence:

$$V_{C,OC} = V_{C,OC} + C_3 \cdot (T_C - T_{Cr}) \quad (15)$$

where C_3 is the voltage temperature coefficient corresponding of one cell and given by the manufacturer. In this equation the influence of the solar radiation on the open circuit voltage is neglected. The module open circuit voltage is then obtained by:

$$V_{M,OC} = V_{C,OC} \cdot N_{M,s} \quad (16)$$

The last needed value is the module thermal voltage calculated by:

$$V_{M,T} = V_{C,T} \cdot N_{M,s} \quad (17)$$

The modeling equation of the photovoltaic module is then obtained as:

$$I_M = I_{M,SC} \cdot \left\{ 1 - \exp \left[\frac{V_M - V_{M,OC} + I_M \cdot (R_{M,s} + R_{S,CC})}{V_{M,T}} \right] \right\} \quad (18)$$

In this equation there are two unknown variables – the module current (I_M) and voltage (V_M). It is easier to use the module voltage as input variable. Moreover it is imposed by the subsequent elements in the photovoltaic system. Thus the photovoltaic module current is calculated and the PV module model can be implemented in calculating software. In this paper the software is Matlab/Simulink.

As a model improvement is the addition of the shunt resistance R_{sh} . Thus the module current is reduced by the current I_{sh} on this resistance calculated by:

$$I_{sh} = \frac{V_M + I_M (R_{M,s} + R_{S,CC})}{R_{sh}} \quad (19)$$

4. Experimental study

As mentioned above the PV module model contains two unknown constants – the idealizing factor m and the constant C_2 carrying for the influence of the solar radiation on the cell temperature. Their determination is based on an experimental study. For this purpose is used a photovoltaic installation composed by 6 panels Photowatt

PWX 500 with the following rated parameters for junction temperature 25°C and solar radiation 1000 W/m^2 .

Table 1

Parameter	Unit	Value
Peak power	W	47.5
Voltage at peak power	V	17
Current at peak power	A	2.8
Short circuit current	A	3.05
Open circuit voltage	V	21.6

With the PV installation were performed a series of experiments determining the I-V curve of the installation at different meteorological conditions. For five different experiments the constants' values were determined in such way that the simulated I-V curve follows perfectly the experiment. After that the mean value of each constant is calculated. Thus the final photovoltaic model is obtained and the simulation results are compared with the experimental data. This comparison is presented on fig.3. A significant difference between the experiment and the simulation is observed only in the cases where the sun radiation and the temperature are relatively low and then the open circuit voltage is overestimated. The explanation for this phenomenon is the neglecting of the solar radiation influence on the open circuit voltage. Thus the determined constants are mostly characteristic for high solar radiation and the model underestimates cell temperature for low irradiances. Despite the shown imperfections the model is considered as satisfactory for the current purposes and its improvement is object of future author's work.

5. MPPT realization

The maximum power point tracking in the photovoltaic installations can be realized by various approaches. In this paper is considered the use of lookup tables with predefined voltage or current reference in function of the solar radiation and the ambient temperature. The reference value corresponding of the meteorological conditions is imposed to the power converter after the photovoltaic panel/array. Thus with the realized model is simulated the photovoltaic panel operation at different meteorological conditions to fulfill the lookup table. The fig.4 presents the I-V curves for two cases: first the ambient temperature is constant (25°C) and the global radiation varies; second the solar radiation is constant (800 W/m^2) and the ambient temperature varies. In the first subfigure we observe the irradiance influence on the short-circuit current and on the open circuit voltage due to the cell heating by the solar radiation (see equation (4)). The second graph shows the direct influence of the cell temperature on the open circuit voltage and the effect of neglecting the influence of the temperature on the short-circuit current (it is constant).

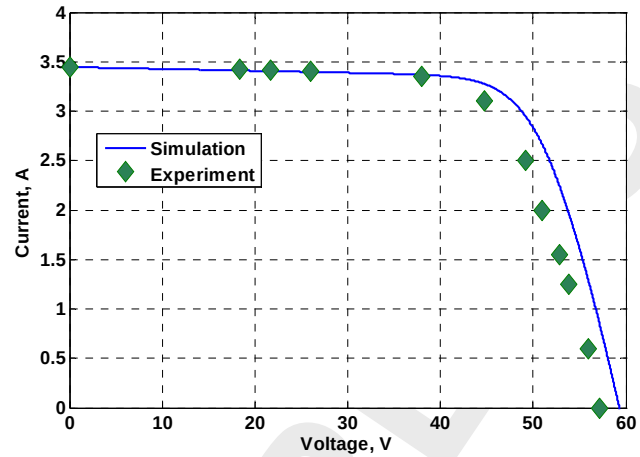
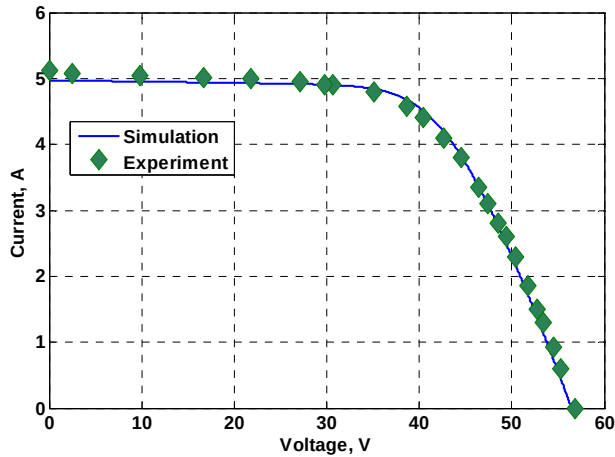
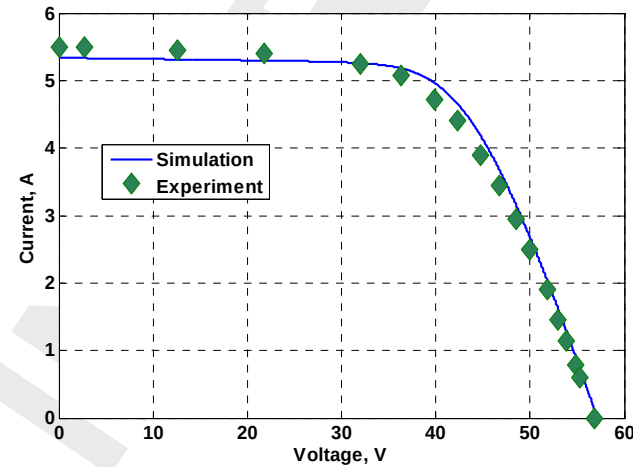
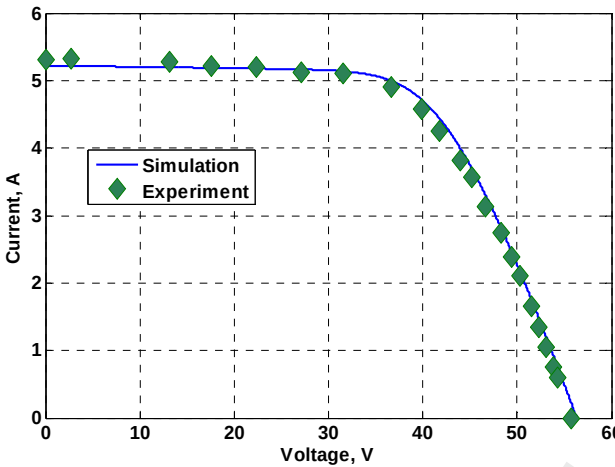
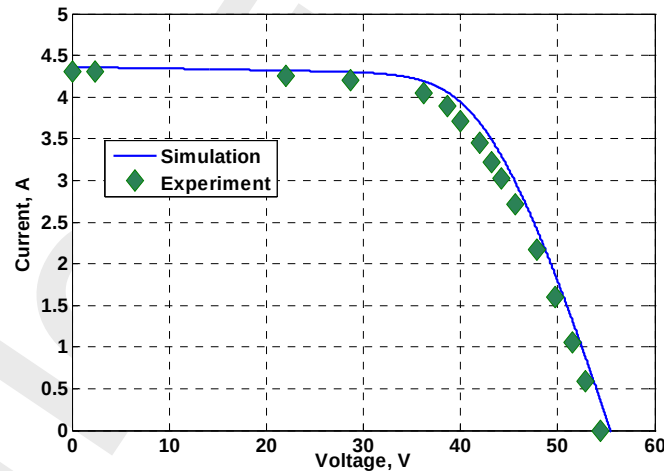
Ga=815 W/m²; Ta=30 °C;Ga=550 W/m²; Ta=27 °C;Ga=856 W/m²; Ta=29.2 °C;Ga=875 W/m²; Ta=25.1 °C;Ga=715 W/m²; Ta=37.7 °C;

Fig.3. Comparison of simulated and experimental I-V curves

To determine the needed reference (photovoltaic current or voltage) it is necessary to identify the panel maximal power for given meteorological conditions. Being the product of current and voltage, the power can be illustrated in two types of graphs. Fig.5 presents the power variation in function of the voltage for different solar radiations (200, 400, 600, 800 and 1000 W/m²) and ambient temperatures (10, 25 and 40°C). The bold lines correspond to the maximal power point. The same assemblage of curves but in function of the photovoltaic current is plotted on Fig.6.

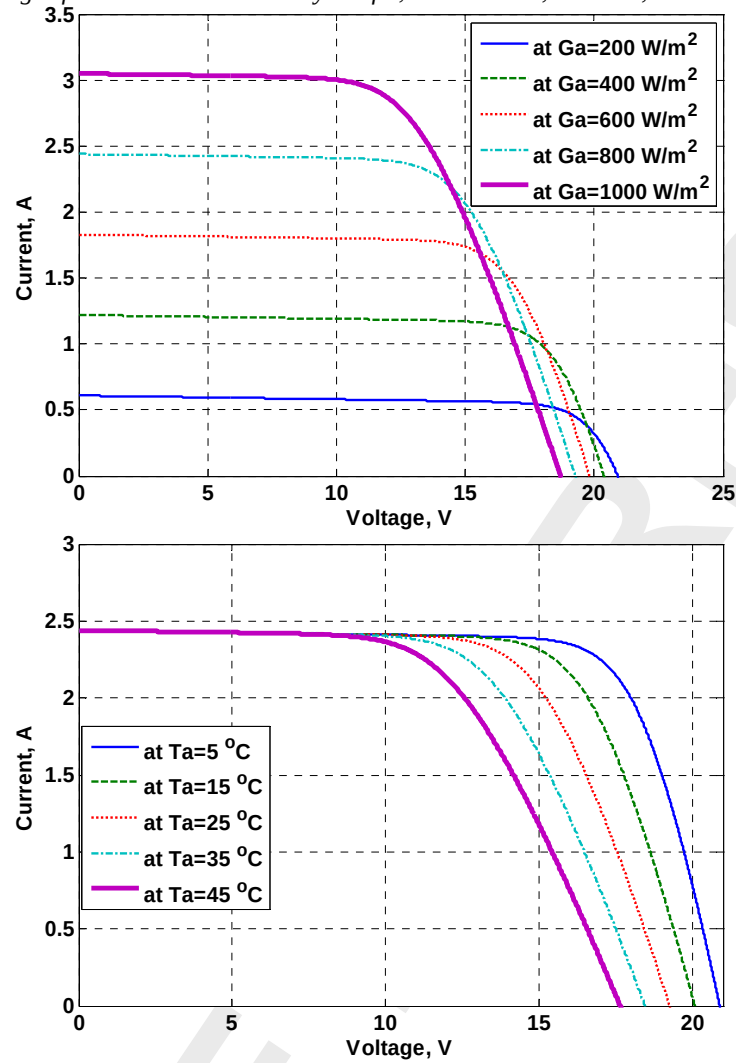


Fig.4. Simulated I-V curves at variable solar radiation and constant ambient temperature $T_a = 25^\circ\text{C}$ (up) and at variable ambient temperature with constant radiation $G_a = 800 \text{ W/m}^2$ (down)

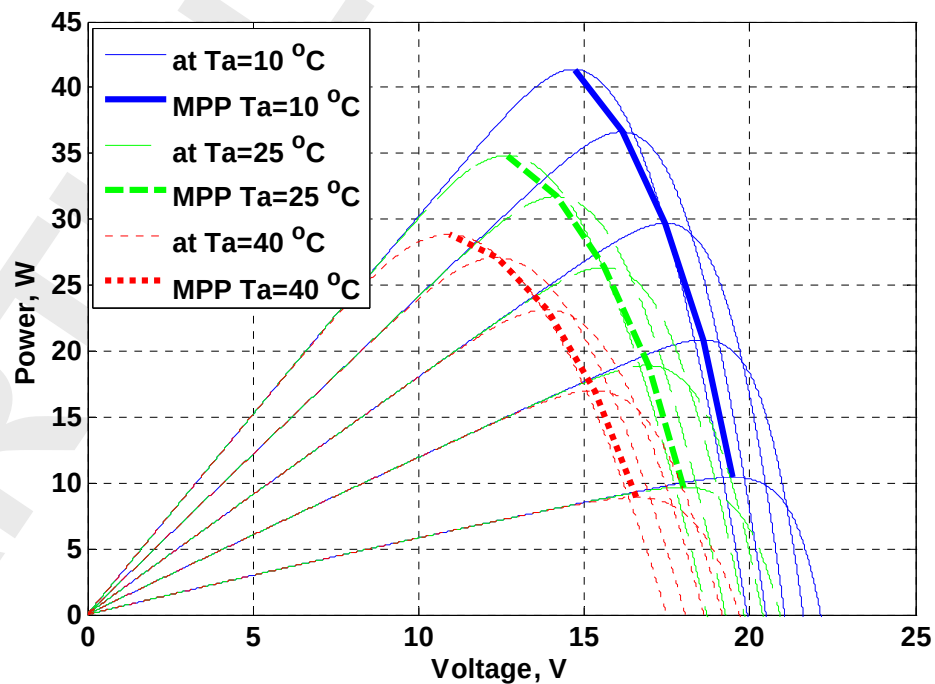
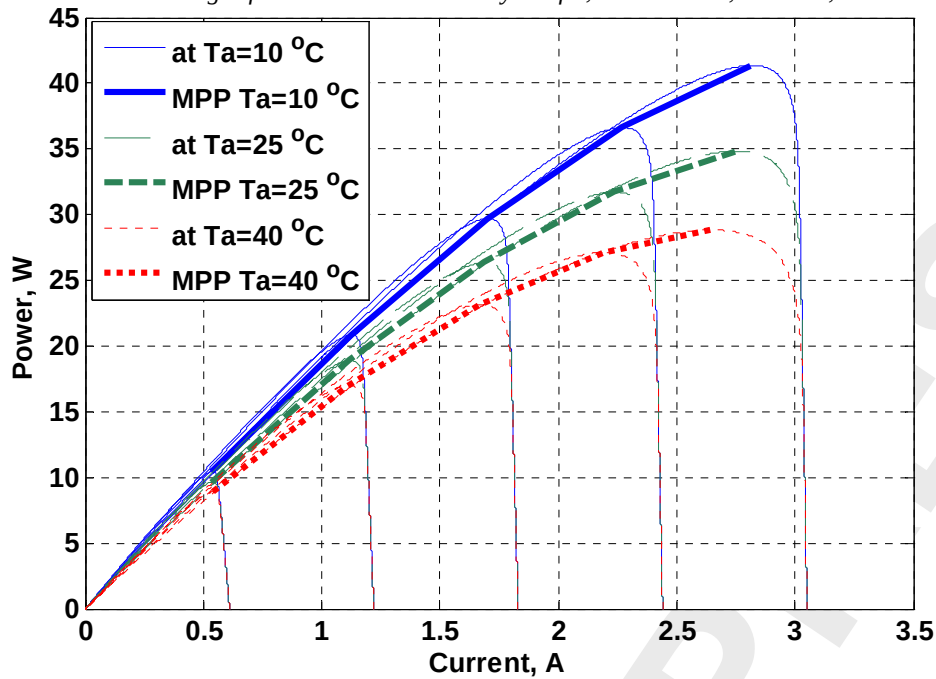


Fig.5. $P=f(V)$ curves for different meteorological conditions

Fig.6. $P=f(I)$ curves for different meteorological conditions

Once the maximum power curves are determined it is possible to create a control surface where the axes X and Y correspond to the meteorological conditions – solar radiation and ambient temperature and the axes Z is the desired reference – voltage (fig.7) or current (fig.8). The advantage of the lookup table is the high precision of the determined reference. The need of knowledge of the panel characteristics at different meteorological conditions can be noticed as a method disadvantage.

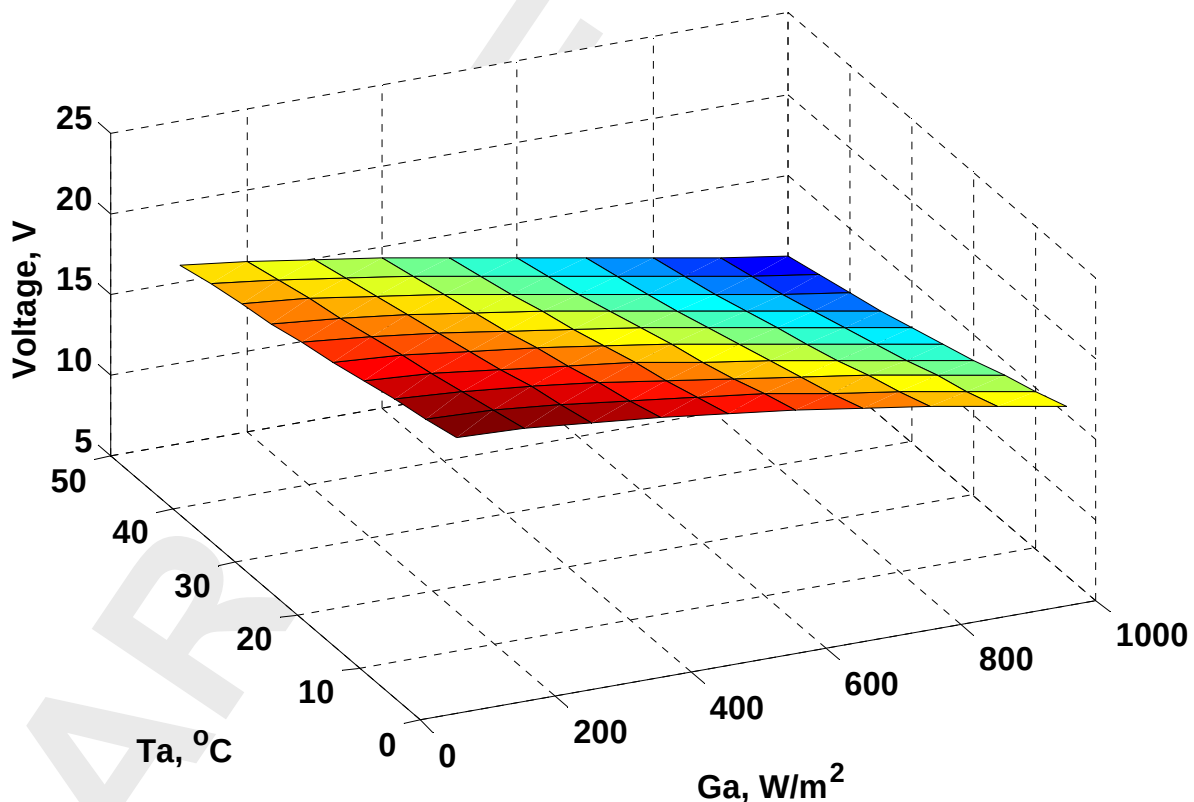


Fig.7. Control surface for voltage controlled converter

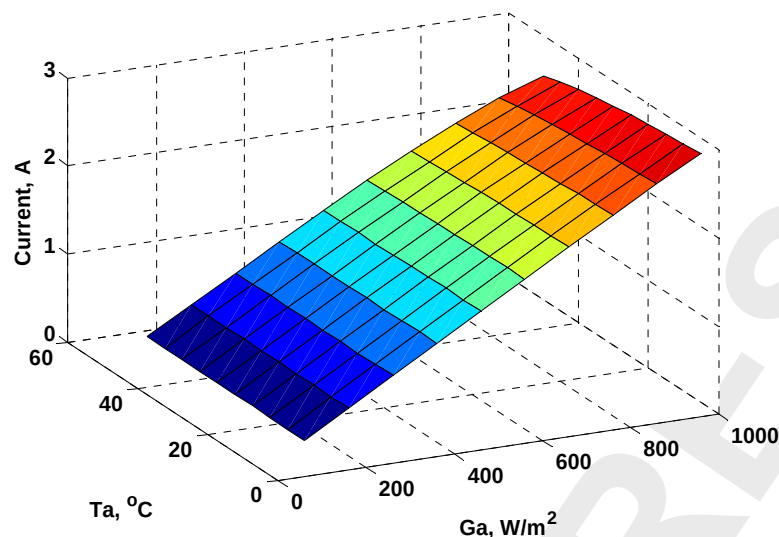


Fig.8. Control surface for current controlled converter

6. Conclusion

The paper presents in details a photovoltaic panel model based on the one diode equivalent scheme. The original model is improved and realized in the Matlab/Simulink environment. On the base of the created model are obtained the control surfaces for the realization of maximum power point tracking using lookup tables. Thus the MPPT control can generate the needed voltage or current reference for the power converter after the PV modules. This MPPT strategy is characterized with high precision of the generated reference value and fast response. The only possible error originates from the model errors. The improvements of the PV panel model will be object of the future authors' work.

Acknowledgements

The authors wish to thank the Bulgarian National Research Fund for the financial support in the framework of the program of the University Research Complex - contract DUNK 03/1.

REFERENCES

- [1] **Renewables 2010 Global Status Report**. Renewable Energy Policy Network for 21 Century, 2011
- [2] Notton G., Lazarov V., Stoyanov L. (2010), **Optimal sizing of a grid-connected PV system for various PV module technologies and inclinations, inverter efficiency characteristics and locations**, Renewable Energy, vol. 35, issue 2, pp. 541-554
- [3] Tian H., Mancilla-David F., Ellis K., Muljadi E., Jenkins P.(2012), **A cell-to-module-to-array detailed model for photovoltaic panels**, Solar Energy, vol. 86, pp. 2695-2706,.
- [4] De Soto W., Klein S.A., Beckman W.A. (2006), **Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance**, Solar Energy, vol. 80, pp. 78-88

- [5] Ishaque K., Salam Z., Taheri H. (2011), **Simple, fast and accurate two-diode model for photovoltaic modules**, Solar Energy Materials and Solar Cells, vol. 95, pp. 586-594
- [6] Sandrolini L., Artioli M., Reggiani U. (2010), **Numerical method for the extraction of photovoltaic module double-diode model parameters through cluster analysis**, Applied Energy, vol. 87, pp. 442–451
- [7] Hansen, A., Sorensen P., Hansen L., Bindner H. (2000), **Models for stand-alone PV system**, Riso National Laboratory report (Riso-R-1219(EN)/SEC-R-12), December 2000.
- [8] Ross, R.G. (1976), **Interface design considerations for terrestrial solar cell modules**, 12th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 15-18 November 1976, Baton Rouge, pp. 801-806, 1976.

Authors:

Assoc. Prof. Vladimir Lazarov – Head of department “Electrical machines” of the Faculty of electrical engineering, Technical University of Sofia,
email: v_lazarov@tu-sofia.bg

Assoc. Prof. Zahari Zarkov – lecturer in the department “Electrical machines” of the Faculty of electrical engineering, Technical University of Sofia,
email: zzzza@tu-sofia.bg

Assistant Prof. Ludmil Stoyanov – assistant professor in the department “Electrical machines” of the Faculty of electrical engineering, Technical University of Sofia,
email: ludiss@tu-sofia.bg

Master Hristiyan Kanchev – PhD student in the department “Electrical machines” of the Faculty of electrical engineering, Technical University of Sofia,
email: hkanchev@tu-sofia.bg

АНАЛИТИЧНО ОЦЕНЯВАНЕ НА ЗАКЪСНЕНИЯТА В ЛОКАЛНИ МРЕЖИ ОТ КОНТРОЛЕРИ

Николай Р. Каканакوف

Резюме: *Работата представя методология за математическо моделиране на закъсненията в локални мрежи от контролери. Представен е кратък преглед на математическия апарат и са анализирани основните му приложения и проблемите при тях. Направен е анализ на начините за избор на параметри на модела, за получаване на най-точни резултати. Методологията е демонстрирана с приме, типичен за системите за мрежов контрол и следене.*

Ключови думи: *Мрежова математика, Комуникационни мрежи, Качество на услугата*

ANALYTICAL ESTIMATION OF THE DELAYS IN LOCAL NETWORKS

Nikolay Kakanakov

Abstract: *The paper aims to present a methodology for mathematical evaluation of the delays in local computer (or controller) network. A basic introduction to the popular apparatus of Network Calculus is present and further analysis on its strengths and weaknesses are provided. A brief discussion about the applications of Network Calculus is presented and the methodology for investigation is defined. The methodology is demonstrated with example scenario similar to a common measurement and control system.*

Keywords: *Network Calculus, Communication Networks, Quality of Service*

1. Въведение

Приложенията на комуникационните мрежи се разширяват постоянно. Терминът „компютърна“ мрежа вече може да се счита за непълен – в нея има свързани устройства, различни от персоналните компютри. Нуждата от постоянен обмен на информация между хора, устройства и организации поставя нови изисквания при проектирането на софтуерни и хардуерни приложения. Стандартите и технологиите, използвани в локалните компютърни мрежи, се адаптират и прилагат в мрежи от сензори, мрежи от устройства, мобилни мрежи, автоматика, телемедицина, теленаблюдение. Докато някои от тези приложения използват специализирани реализации на каналния слой и реализират отгоре TCP/IP комуникация, други разчитат на популярния Ethernet. Много мрежови

приложения имат изисквания не само към пропускателна способност, но са чувствителни към закъснения. При такива приложения се налага гарантиране на качеството на услугата (QoS). В повечето случаи, за да се гарантират изискванията на приложението, е необходимо още при проектирането да се провери дали изискванията са изпълними с наличната на пазара техника.

За приложенията, които трябва да работят в реално време, закъсненията трябва да са предвидими и да влизат в определени рамки. За такива реализации е необходимо да се приложи детерминистичен математически модел на комуникацията. Най-подходящи за целта са т.нар. Мрежова Математика (Network Calculus). За разлика от класическата теория на опашките, този апарат позволяват намиране на граничните, не средните стойности и то за отделните потоци в мрежата, не за агрегирания трафик.

2. Основи на Мрежовата Математика (Network Calculus)

Мрежовата Математика е колекция от теореми и изчислителни модели, базирани на Min-Plus алгебрата, които са приложени върху детерминистични системи от опашки в комуникационните мрежи. Те са модел, подобен на теорията на системите, но прилагат различна алгебра – събирането е заменено с намиране на минимум, а умножението – със събиране. Основите на Мрежовата Математика са поставени от изследванията на Круз [1, 2] върху поведението на трафика в комуникационни мрежи и изследванията на Парек и Галахър [3, 4] върху обслужването на трафика в мрежовите възли и „честното“ управление на опашки (Generalized Processor Sharing – GPS).

Основните входни параметри на Мрежовата Математика са: крива на пристигане на трафика, крива на обслужване на мрежовите възли и маршрут на трафика през възлите. Кривата на пристигане се дефинира чрез функцията, представяща кумулативната промяна във времето на броя битове, достигнали до мрежата. Кривата на обслужване се дефинира чрез функцията, представяща кумулативната промяна във времето на броя обслужени битове в даден мрежов възел. В повечето случаи тези функции са неравномерно нарастващи стъпаловидни функции. За да се приложи успешно апарата на Min-Plus алгебрата, тези функции се опростяват, като се представят като прави линии (или суми от прави линии), доближаващи се асимптотично до реалната [1, 3, 5].

2.1. Криви на пристигане

Математически кривите на пристигане се изразяват със следната дефиниция:

Дефиниция 1 (Крива на пристигане): Ако имаме постоянно нарастваща функция $\alpha(t)$, дефинирана за всяко $t \geq 0$, то можем да кажем че поток $A(t)$ е ограничен от крива на пристигане $\alpha(t)$, ако за всяко $t \geq s \geq 0$ важи следното:

$$A(t) - A(s) \leq \alpha(t - s). \quad (1)$$

Най-простия пример е периодичен трафик с еднакви по размер пакети. Кривата му на пристигане представлява стъпаловидна функция, но най-често се

представя чрез права линия с наклон, равен на отношението между размера на пакета и периода. Трафикът в комуникационните мрежи може да се разглежда с приближение като т.нар. 'token bucket' (моделиран по метода на „кофа с жетони“). Такъв трафик се описва с функция на права с начало размер на кофата и наклон – скоростта на изпразване на кофата. При работа с Интернет трафик, и при реализиране на качество на услугата, най-често се използват криви на пристигане от типа T-Spec, изразен с уравнението:

$$\alpha(t) = \min\{M + pt, rt + b\}, \quad (2)$$

където параметрите са максимален размер на пакета – M , максимална скорост – p , средна скорост – r и брой пакети, които могат да се изпратят наведнъж (burst) – b . Наименованието произлиза от Traffic Specification [1, 5, 6].

2.2. Криви на обслужване

Дефиниция 2 (Крива на обслужване): Нека имаме мрежов елемент с входящ поток $B(t)$ и изходящ поток $B^*(t)$. Този мрежов елемент предоставя на потока крива на обслужване $\beta(t)$, ако съществува такава s , дефинирано за всяко $t \geq 0$, и $t \geq s \geq 0$ и удовлетворяващо следното неравенство:

$$B^*(t) - B(s) \geq \beta(t - s). \quad (3)$$

Най-простия пример е т.нар. сървър с постоянна скорост на обслужване. При него се дефинира крива на обслужване от типа $R.t$, където R е скоростта на обслужване (бита за секунда). Повечето устройства в Интернет използват IntServ, DifServ или RSVP за дефиниране на качеството на услугата. В такива случаи най-често кривата на обслужване се представя като R -Spec, дефинирана с скорост на обслужване (R) и отместване от началото на абсциса (S). Отместването физически представлява фиксираното закъснение от преминаване през устройството. Така се получава формулата

$$\beta(t) = R.[t - S]^+, \quad (4)$$

където операторът $\exp^+$ означава, че ако изразът е отрицателен, се замества с 0. Това отразява невъзможността да има отрицателно обслужване [2, 5, 7].

2.3. Свойства на Мрежовата Математика

Мрежовата Математика позволява чрез кривите на пристигане и обслужване да се определят границите на запълване на буфера на мрежовия елемент (запас на системата) и закъснението от престой в него. Това са две от основните теореми в Мрежовата Математика. Запасът (запълването на буфера) в системата се определя от вертикалното разстояние между кривите α и β (или между $A(t)$ и $B(t)$), а закъснението – от хоризонталното. Друга важна теорема дефинира връзката на кривите на пристигане и обслужване с кривата на напускане:

$$\beta(t) = \sup_{s \geq 0} [\alpha(t + s) - \beta(s)], \quad (5)$$

където $\sup$ изразява супремум (максимум в отворен интервал). Тази теорема произтича от дефиницията за крива на обслужване, но се дава във вид, удобен за изчисления [1, 5].

Ако приложим тези три теореми за типичните криви на пристигане (кофа с жетони) и обслужване – R-Срес (4), получаваме следните формули за закъснението (6), запаса (7) и кривата на напускане (8):

$$D \leq S + b/R \quad (6)$$

$$B \leq b + r.S \quad (7)$$

$$\beta = b + r.t + r.S \quad (8)$$

От тези формули могат да се изведат следните зависимости: закъснението не зависи от скоростта на трафика; запасът в системата не зависи от скоростта на обслужване на мрежовия възел; най-силно влияние върху запаса и закъснението оказва броят пакети, които могат да се изпратят наведнъж (burst size); изходният поток може да има увеличение на броя пакети, изпратени наведнъж с данните, натрупани от входния поток в периода на забавяне в мрежовия възел [1, 5].

Допълнително свойство на Мрежовата Математика е възможността да се изчисли закъснението от край до край при поредица от възли, като се знае маршрута на даден трафик в мрежата. Кривата на напускане на всеки възел се явява крива на пристигане на следващия. Системата от възли се конкатенира и се представя с една крива на обслужване. За система от два възела кривата на обслужване се представя с уравнението:

$$\beta^{1,2} = \inf_{t \geq s \geq 0} [\beta^1(s) + \beta^2(t-s)], \quad (9)$$

където *inf* изразява инфинум (минимум в отворен интервал). Точно на базата на това свойство по-сложните системи се разделят на поредица от по-прости или група мрежови възли се замества с един [1, 5].

Разглежданите дотук криви на обслужване описват мрежовия възел и как той обработва агрегирания трафик. За да се определи услугата, предоставена на всеки поток в зависимост от останалите, е необходимо да се знае механизма на мултиплексиране. Базовите разработки в Мрежовата Математика се съсредоточават върху няколко основни механизма за мултиплексиране – серийно (FIFO), приоритетно, обобщено споделяне на ресурса (GPS, WRR). Те се представят като R-Срес криви, но с модифицирани параметри. Преглед на най-разпространените криви на обслужване при различни механизми за мултиплексиране е представен в [7]. При FIFO обслужване всеки поток се обслужва със скорост, зависеща от скоростта на пристигане на другите потоци, като забавянето зависи от броя едновременно изпратени пакети от най-агресивния от другите потоци:

$$R_i = R - \sum_{j \neq i} r_j, \quad S_i = S + \frac{\sum_{j \neq i} b_j}{R} \quad (10)$$

При обслужване с фиксиран приоритет, потока с най-висок приоритет се обслужва непосредствено с цялата налична скорост, но може да се наложи да изчака пакети, които се обслужват в момента, дори и да са с по-нисък приоритет:

$$R_i = R - \sum_{j > i} r_j, \quad S_i = S + \frac{\sum_{j > i} b_j}{R - \sum_{j > i} r_j} + \frac{\max(M_j; j < i)}{R}. \quad (11)$$

При WRR обслужване скоростта, която се пада на всеки поток би трябвало да зависи само от квотата, която му е присвоена. На практика потока не е флуиден, затова трябва да се отчете размера на пакетите на другите потоци:

$$R_i = R \cdot \frac{w_i - M_i}{\sum_j w_j - M_i}, \quad S_i = S + \frac{\sum_{j \neq i} w_j}{R}. \quad (12)$$

Ако за всеки възел в мрежата се определи наблюдаван трафик – $\alpha^t(t)$ и фонов трафик – $\alpha^c(t)$, то може да се изведе зависимост на кривата на обслужване, предоставяна на наблюдавания трафик от този възел – $\beta^t(t)$:

$$\beta^t(t) = [\beta(t) - \alpha^c(t)]^+, \quad (13)$$

където $\beta(t)$ е кривата на обслужване на самия мрежов възел. Това уравнение представя идеята за т.нар. остатъчни (leftover) криви на обслужване, но на практика точната формула зависи от механизма за мултиплексиране в мрежовия възел. Ако в един мрежов възел влизат набор от потоци, то кривата на пристигане на агрегирания поток е равна на сума от кривите на пристигане на отделните потоци. Това свойство може да се използва при изследване на един тип трафик спрямо всички останали – тогава останалите трафици се агрегират и се представят като един [7].

2.4. Проблеми в Мрежова Математика

Базовите формулировки в Мрежовата Математика използват флуиден модел, където данните се разглеждат като непрекъснати и недискретни. Този модел не може да отчете нерегулярността от потоците с променливи рамери, преминаващи през мрежови възли със store-and-forward мултиплексиране (изчаква се пристигането на целия пакет преди да се анализира). За да се отчетат подобни нерегулярности, се въвежда концепцията за пакетизатор (packetizer). Идеята е да се раздели системата на мултиплексор с флуиден модел и пакетизатор, който забавя потока докато целия пакет се формира. Така, за система с крива на обслужване $S(t)$ и максимален размер на пакета $l_{\max}$, получаваме $[S(t) - l_{\max}]^+$ като крива на обслужване [8].

Друг съществен недостатък е, че системата се приема като работеща без загуба на пакети. Реалните системи със загуби могат да се моделират като тандем от флуиден мултиплексор без загуби и устройство за филтриране на пакети (traffic clipper). Подобно на регулатор, устройството за филтриране гарантира, че изходящия поток е в определена рамки, но не чрез забавяне, а чрез отхвърляне на пакети – т.е. това е устройство без вътрешен буфер. Тази концепция се въвежда за пръв път от Круз и Танеха [9].

Друг проблем при използването на Мрежовата Математика е, че прекалената абстракция на даден трафик прави изчислените стойности за закъснението и запаса завишени. От друга страна, определянето на точни рамки на трафика може значително да усложни изчисленията, дори да ги направи невъзможни. Трудно е да се определи баланса между точност на резултата и сложност на изчисленията. Едно възможно решение е дискретизация на работния интервал с определена точност, за да се ограничи броя междинни изчисления. Пример за

стесняване на границите, без да се увеличи значително изчислителната сложност, е заместването на представянето на трафика от моделиран с „кофа с жетони“, с моделиран по T-Spec.

3. Приложение на Мрежовата Математика

Основните приложения на Мрежовата Математика при изследване на локални мрежи могат да се разделят в две насоки – определяне на границите на закъснението и запаса в системата за всеки поток под влияние на останалите; определяне на най-добрите параметри на даден входящ в мрежата поток, за да се постигнат изискванията на всички потоци за качество на услугата (формиране на трафика – traffic shaping). Допълнително Мрежовата Математика се прилага в проектирането на мрежови протоколи и приложения, работещи върху системи с ограничени ресурси, като се използва възможността за определяне на максималните стойности за запаса в системата, откъдето могат да се предвидят размерите на необходимите буфери и памети.

В първата насока, като изходни данни се ползват кривите на пристигане на отделните потоци в мрежата и кривите на обслужване на мрежовите възли, а целта е да се определи максималното закъснение в мрежата. Докато в локални компютърни мрежи стохастичният анализ добива популярност, в сферата на автоматиката, системите за контрол, авиацията и автомобилистиката, предсказуемостта е критична. Закъснението в една система за контрол води до нестабилност и нужда от пренастройка. Анализ на влиянието на мрежовите закъснения върху стабилността на системи за контрол са представени в [10] и са описани на базата на Мрежова Математика и регулатор на Смит.

Втората насока решава обратната задача – определяне на скорост на изпращане и размер на кофата при моделиране с „кофа с жетони“, за да се постигне закъснение в определени граници. Тази задача е типична за определяне на качеството на услугата. За някои мрежови приложения, в мултимедийни системи, в системите за измерване и контрол, в автоматиката и други се прилага моделиране на потоците от данни така, че да се постигнат минимални закъснения за определен тип трафик. Това позволява да се зададат параметри за приоритетно обслужване в мрежовите възли на базата на предварителни изчисления за граничните условия.

3.1. Методика на изследването с Мрежова Математика

Първата стъпка е да се определи маршрута на всеки поток и да се изрази като последователност от възли без цикли. Следващата стъпка е да се определят кривите на обслужване на всеки от възлите. В повечето случаи параметрите на кривата на обслужване на мрежовите възли може да се извлекат от данните на производителя – скорост на обработка (пакети в секунда), скорост на входящ/изходящ интерфейс, време на достъп от мрежов интерфейс до централно обработващо устройство (процесор). Така лесно се дефинират параметрите на R-Spec кривата.

Следващата стъпка е да се определят всички потоци в мрежата и да се определи на кой възел се вливат и на кой възел излизат от изследвания път. Много е важно да се определят един или няколко потока, които да се изследват, за да могат останалите да се агрегират.

Определянето на кривите на пристигане не е толкова просто. В повечето случаи трафикът в мрежите е спорадичен с променливи по размер пакети и се описва с различни случайни процеси при различни разпределения. Въпреки, че има дял на Мрежовата Математика, който работи със случайни процеси – стохастична Мрежова Математика, в много случаи е необходим детерминистичен анализ. Преглед на различни криви на пристигане при непериодични процеси е представен в [6]. Силата на Мрежовата Математика е точно в това, че не е нужно точно описание на процеса на пристигане, нужни са само неговите граници, представени с кривата на пристигане. Повечето процеси могат да бъдат представени като моделирани с „кофа с жетони“ (token bucket). Тогава е необходимо след набор от изследвания да се определят най-подходящите скорост на изпразване и размер на кофата.

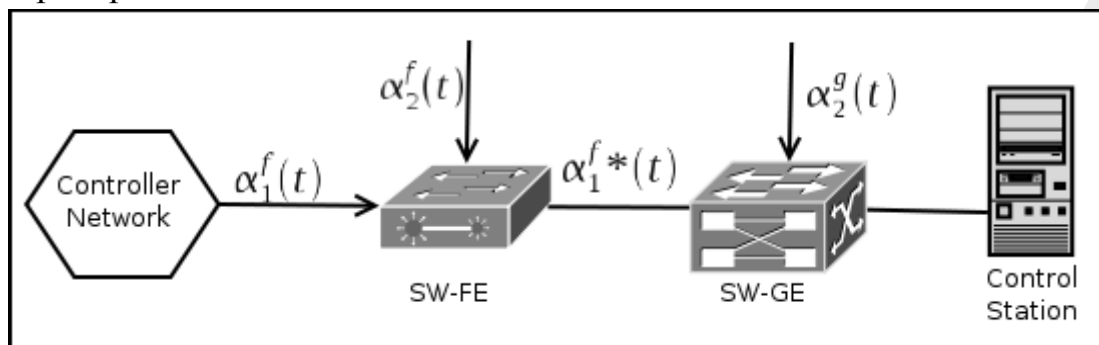
Ако в изследваната мрежа всички потоци се вливат от първия възел и излизат от последния, то кривите на обслужване на възлите могат да се конкатенират в една крива на обслужване по уравнение (8). Ако има потоци, които се включват на различни места в мрежата и излизат на различни, по-подходящо е да се приложи идеята за остатъчна крива на обслужване на всяка стъпка, използвайки уравнение (16) и да се сумират закъсненията за изследваните потоци. Тези два подхода отрязват две основни направления в управлението на качеството на услугата – съответно интегрирани и диференцирани услуги (IntServ и DiffServ).

Прилагайки тази методология е необходимо само да се изпълни изчислителната част. За тази част им разработени множество инструменти: CyNC toolbox, създаден за интеграция в Matlab/Simulink [11]; RTC toolbox за Matlab [12]; DISCO network calculator на Java [13], COINC toolbox на C++ [14]; и за подпомагане на изчисленията и графичен интерфейс за генериране на мрежови топологии RtaW-Pegase [15].

4. Пример за използване на Мрежова Математика при изследване в локални мрежи от контролери

За демонстрация на изложеното дотук е представен типичен пример от областта на разпределените вградени системи за мониторинг и контрол. Избрана е мрежа без цикли, без динамична смяна на маршрути и със симетрична работа на мрежовите устройства. Тя включва мрежа от контролери с интелигентен комутатор и сървър за събиране на информацията, свързан към друг комутатор – фигура 1. Така представена, мрежата може да се разглежда като част от типична мрежа за контрол и следене на параметри. Комутаторът в мрежата от контролери е със Fast Ethernet интерфейси и с управление на опашката със статичен приоритет (Strick Priority), като най-висок приоритет има потока за следене на данните към/от сървъра. Комутаторът при сървъра е с Gigabit Ethernet ин-

терфейси и с WRR обслужване на опашките, което отразява типичен сценарий за йерархично свързана мрежа с централен комутатор свързващ различни мрежи от контролери.



Фиг. 1: Примерна експериментална мрежа.

Основният трафик в мрежата от контролери е периодичен, от типа:

$$\alpha_1^f(t) = L + L \left\lfloor \frac{t}{T} \right\rfloor, \quad (14)$$

където L е размера на пакета, а T е периода. Фоновият трафик в тази мрежа е от спорадични съобщения между контролерите и за обновяване на конфигурацията. Той може да се представи като моделиран по метода на „кофа с жетони“:

$$\alpha_2^f = r \cdot t + b, \quad (15)$$

където r е средната скорост на фоновия трафик, а b – максималния брой пакети, изпратени наведнъж. За стойността на b може да се приеме $3 \times \text{MTU}$ (максималния размер на пакета в мрежата – за Ethernet около 1520 байта), защото трафика не е агресивен.

При тези параметри кривата на обслужване на първия комутатор спрямо периодичния трафик, прилагайки (12), (13) и (18):

$$\beta_1^f = R^f \left[t - \left\langle S^f + \frac{\text{MTU}}{R^f} \right\rangle \right]^+. \quad (16)$$

Горният индекс f указва, че става въпрос за Fast Ethernet комутатора, а долният – спрямо кой трафик се отчита.

Към вторият комутатор се влива един допълнителен фонов трафик. Най-подходящо е да се представи като T-Spec (2), тъй като е общ тип (може да включва HTTP, FTP и други). Кривата му на обслужване е следната:

$$\beta_1^g = R^g \cdot \frac{w_1 - L}{w_1 + w_2 - L} \cdot \left[t - \left(S^g + \frac{w_2}{R^g} \right) \right]^+. \quad (17)$$

Горният индекс g указва, че става въпрос за Fast Ethernet комутатора, а долният – спрямо кой трафик се отчита. За да се определи закъснението през втория комутатор, трябва да се определи как се е променила кривата на пристигане на периодичния поток, след преминаване през първия комутатор. В най-лошия случай, периодичният поток може да увеличи броя пакети, които изпраща наведнъж, в следствие от задържане в буфера на комутатора с произведение от своята скорост и забавянето в комутатора:

$$\alpha_1^g = \alpha_1^f + \frac{L}{T} \left(S^f + \frac{MTU}{R^f} \right). \quad (18)$$

За първият комутатор закъснението се определя от (6), (14) и (17):

$$D_1^f \leq S^f + \frac{MTU}{R^f} + \frac{L}{R^f}. \quad (19)$$

За втория комутатор закъснението се определя от (6), (17) и (18):

$$D_1^g \leq S^g + \frac{w_2}{R^g} + \frac{L + \frac{L}{T} \left(S^f + \frac{MTU}{R^f} \right)}{R^g \cdot \frac{w_1 - L}{w_1 + w_2 - L}}. \quad (20)$$

Ако се анализират уравнения (19) и (20), се забелязва, че прилагайки приоритетно и WRR обслужване на двата комутатора, не е необходимо да знаем много информация за фоновия трафик – максималният размер на пакетите в него и каква тежест му е зададена. Така, знаейки параметрите на комутаторите, можем да решим и двете основни задачи – по данните за периодичния трафик да определим закъснението и по желаното закъснение да определим как да оформим периодичния трафик. Единствената пречка е как да се представи тежестта на трафика при обслужване WRR в битове, не като отношение, което е необходимо за уравнение (20). Най-често отношението се прилага към MTU, за да се представи пакетната обработка – поне един пакет трябва да се отработи на всеки цикъл.

5. Заключение

Настоящата статия представя преглед на един математически апарат, който успешно може да бъде приложен при изчисление на параметрите на качеството на услугата в компютърни мрежи. Също така, този апарат успешно се прилага в определянето на максималните закъснения на различни потоци при Ethernet базирани системи за управление. Представени са основните положения в Мрежовата Математика, анализирани са най-популярните й приложения и са анализирани някои от недостатъците в настоящите й реализации. Описана е методология за моделиране на мрежи от контролери чрез Мрежова Математика, заедно с препоръки за избор на параметри. Методологията е демонстрирана с пример, който позволява да се демонстрират силните и слаби страни на модела. Предложената методология следва да се провери чрез насочени експерименти в бъдещата работа.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] R. L. Cruz, **A calculus for network delay, part I: Network elements in isolation**, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 37, no. 1, pp. 114–131, Jan. 1991.
- [2] R. L. Cruz, **A calculus for network delay, part II: Network analysis**, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 37, no. 1, pp. 132–141, Jan. 1991.
- [3] A. K. Parekh and R. G. Gallager, **A generalized processor sharing approach to flow control in integrated services networks: The single-node case**, IEEE/ACM Trans. Netw., vol. 1, no. 3, pp. 344–357, June 1993.

- [4] A. K. Parekh and R. G. Gallager, **A generalized processor sharing approach to flow control in integrated services networks: The multiple-node case**, IEEE/ACM Trans. Netw., vol. 2, no. 2, pp. 137–150, Apr. 1994.
- [5] J.-Y. Le Boudec and P. Thiran, **Network Calculus A Theory of Deterministic Queuing Systems for the Internet**, Number 2050 in LNCS. Springer-Verlag, 2001.
- [6] S. Mao and S. S. Panwar, **A survey of envelope processes and their applications in quality of service provisioning**, IEEE Commun. Surveys, vol. 8, no. 3, pp. 2–19, 2006.
- [7] M. Fidler, **A Survey of Deterministic and Stochastic Service Curve Models in the Network Calculus**, IEEE Communication Surveys & Tutorials, vol. 12, no. 1, pp 59-86, 2010.
- [8] J.-Y. Le Boudec, **Some properties of variable length packet shapers**, IEEE/ACM Trans. Netw., vol. 10, no. 3, pp. 329–337, June 2002.
- [9] R. Cruz and M. Taneja, **An analysis of traffic clipping**, in Proc. Conference on Information Science and Systems, Princeton University, 1998.
- [10] Vataniski, N., Georges, J. P., Aubrun, C., Rondeau, E., & Jounela, S. L. J., **Control compensation based on upper bound delay in networked control systems**, 17th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems (MTNS). 2006.
- [11] H. Schioler, H. Schwefel, and M. Hansen, **CyNC - a Matlab/Simulink toolbox for network calculus**, in Proc. Valuetools, Oct. 2007.
- [12] E. Wandeler and L. Thiele, **Real-Time Calculus (RTC) Toolbox**, <http://www.mpa.ethz.ch/>, 2006.
- [13] N. Gollan, F. A. Zdarsky, I. Martinovic, and J. B. Schmitt, **The DISCO Network Calculator**, in Proc. MMB, Mar. 2008.
- [14] A. Bouillard and E. Thierry, **An algorithmic toolbox for network calculus**, Discrete Event Dynamic Systems, vol. 18, no. 1, pp. 3–49, Mar. 2008.
- [15] Boyer, M., Navet, N., Olive, X., & Thierry, E., **The PEGASE project: precise and scalable temporal analysis for aerospace communication systems with Network Calculus**, Leveraging Applications of Formal Methods, Verification, and Validation, 122-136, 2010.

Автори: Николай Р. Каканак, гл. ас. д-р – Виртуална лаборатория по Компютърни мрежи и Разпределени системи, катедра „Компютърни системи и технологии“, филиал Пловдив, email: kakanak@tu-plovdiv.bg

Oxyfuel – технологията – текущо развитие и перспективи за комерсиализирането ѝ през 21 век

Милко Йовчев, Димитър Попов, Петьо Гаджанов, Никола Цветков

Резюме: Oxyfuel – технологията е една от перспективните технологии които биха могли да бъдат използвани при улавянето на въглеродния диоксид от димните газове на ТЕЦ (Carbon Capture) с цел редуциране на въглеродните емисии в атмосферата. В статията са представени и се обсъждат унифицираните технологични блокове препоръчвани от ЕС, които да бъдат използвани при изграждането на инсталациите за реализация на Oxyfuel – технологиите с оглед на тяхното бъдещо комерсиализиране.

Oxyfuel- technology – current development and the perspective for its commercialization in 21 century

Milko Iovchev, Dimitar Popov, Petyo Gadjanov, Nikola Tzvetkov

Abstract. Oxyfuel – technology is one of the main technologies which can be implemented during the process of CO₂ capture from the flue gases of the thermal power plants; the purpose being to reduce CO₂ emissions in the atmosphere. Following this purpose the principal technological blocks of these installations are discussed in this paper in accordance with EU official Documents concerning the further commercialization of Oxyfuel – technology.

Въведение

Oxyfuel – технологията е една от перспективните технологии, които биха могли да бъдат използвани при улавянето на въглеродния диоксид от димните газове от ТЕЦ (Carbon Capture). Едно проучване на Световния Институт за развитието на CCS – технологиите (Global CCSI) проведено през 2009 год. обаче показва, че другите CCS – технологии, а именно Интегриран с газификация парогазов цикъл (Integrated Gasification Combined Cycle - IGCC) и улавянето на CO₂ след основния процес на горене (Postcombustion Capture – PCC) изпреварват Oxyfuel – технологията като степен на техническо развитие и са по-близко до търговска реализация, т.е. до комерсиализация. И въпреки, че тези три основни

технологии (Oxyfuel, IGCC и PCC) трудно могат да бъдат сравнявани GCCSI провежда през същата 2009 год. сравнителен технико-икономически анализ (benchmarking evaluation), при което установява, че от 159 работещи или запланувани да работят CCS – проекта само в 14 от тях се използва Oxyfuel – технологията (т.е. около 10 %). Оттук и генералната оценка, че Oxyfuel – технологията е в процес на развитие целящ демонстриране и усъвършенстване на отделните възли от технологичната схема и повишаване на нейната сигурност и икономичност.[1,2,3]. Във връзка с ускоряване на нейната комерсиализация обаче ЕИ приема два документа [4,5], в които препоръчва изследванията на Oxyfuel – технологиите да се унифицират чрез формиране на т.нар. технологични блокове, включващи в себе си задължително определен брой операции.

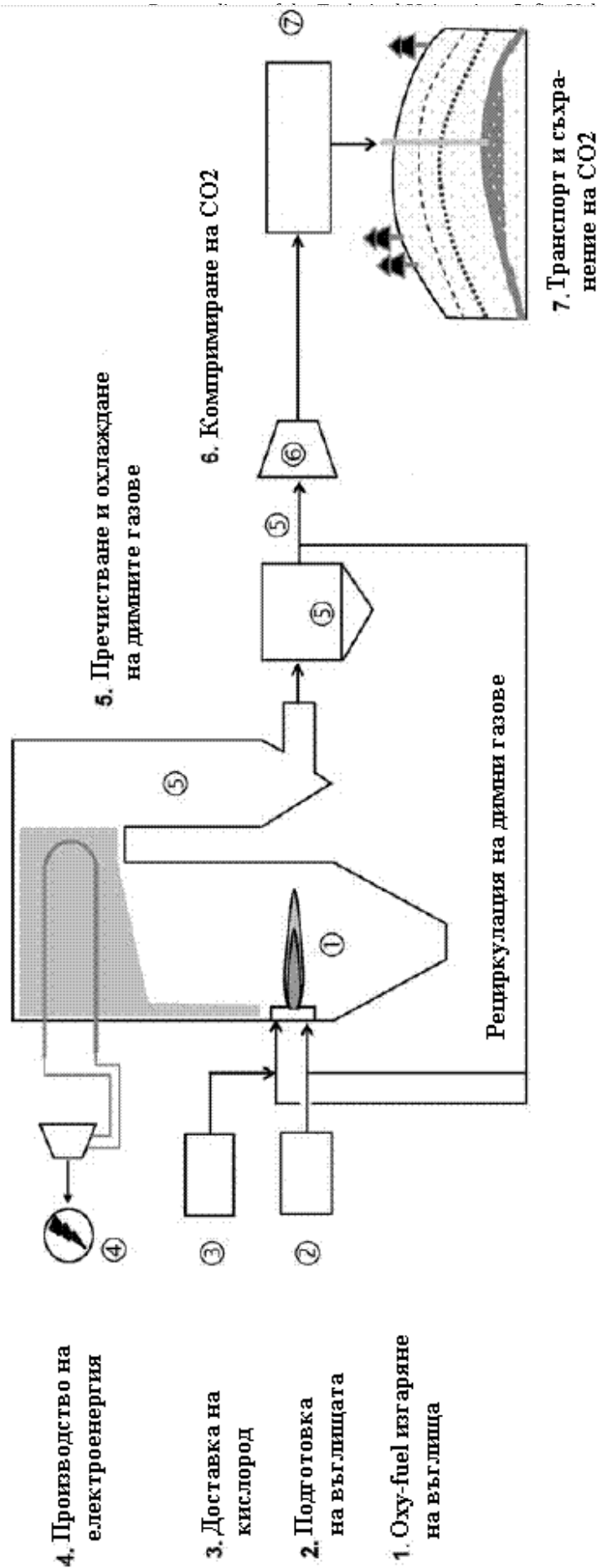
Целта на настоящата статия е да се представи и анализира тези технологични блокове (използвайки номерацията на ЕИ) като основни елементи на Oxyfuel – технологията улесняващи нейната комерсиализация. Мястото на тези технологични блокове в унифицираната Oxyfuel – инсталация е показано на фиг. 1, а описанието им е дадено в следващия текст.

1. Технологичен блок 1 - Oxyfuel – изгаряне на въглищата

По дефиниция в пещните камери на Oxyfuel – инсталациите въглищата се изгарят в среда на чист (технически) кислород, към който се добавя рециркулиращ газ (CO_2). Целта на тази операция (подаването на CO_2) е да се понижи температурата на пламъка с цел да се предотврати стапянето на минералната маса на въглищата и образуването на шлака. Това, на пръв поглед, незначително изменение променя напълно химията на горивните процеси в пещната камера (flame chemistry), и изисква значимо изменение на конструкцията на горелките, които трябва да осигурят едновременно необходимата дължина на пламъка и необходимия радиационен топлообмен в пещта. Допълнителни, но не маловажни фактори са и условията, при които в процес на горене трябва да се намали образуването на NO_x , CO и SO_x , а също така, както вече беше казано, и да не се допусне образуването на шлака.

За да се постигнат тези условия са възможни различни технически решения в зависимост от типа на горелката.

Така например първоначално при разпалването горелките работят с въздух, след което след стабилизиране на горивния процес започва да се подава и кислород съчетано с подаването на рециклиращ газ (CO_2). Това може да стане или едновременно с въглищата (т.е. от позиция 5 към позиция 2, фиг. 1) или едновременно с кислорода (от позиция 5 към позиция 3, фиг. 1). И в двата случая е важно да се запази аеродинамиката



Фиг. 1 Структурна схема на Оху-fuel-ТЕЦ

на пламъка (при котлите с прахово горене) (PF), а също така и стабилността на кипящия слой (при котлите с кипящ слой – CFB). Тук е необходимо да се отбележи, че на световния пазар вече се предлагат горелки предназначени за Oxyfuel – изгаряне на въглищата. Независимо от това според Terry Wall et al [3] тази технология е все още в демонстрационен стадий като с оглед преминаването ѝ към индустриален стадий се налага решаването на редица технологични проблеми като: стабилизиране на пламъка в процеса на изгарянето на сместа от въглища, кислород и рециклиращ газ (в котлите с прахово горене), стабилизиране на кипящия слой (при котлите с циркулиращ кипящ слой) в условията на подаване на рециркулиращ газ, усъвършенстване на Oxyfuel – горелките и др. Тези проблеми представляват значима пречка за комерсиализацията на Oxyfuel – технологията в света понастоящем (2013 г.).

2. Технологичен блок 2 – Подготовка на въглищата (при Oxyfuel – инсталациите)

В конвенционалните въглищни електроцентрали, както е известно, въглищата преди постъпването им в печните камери са изсушават (ако е необходимо), след което се смилат до необходимите размери в зависимост от типа на котлите и пневматически се подават в горелките.

Не е такъв случая при Oxyfuel – инсталациите, където, както вече беше казано, в печното пространство се подават и рециркулиращи димни газове. Ако тези газове, които са с висока температура се подават преди мелницата следва процес на охлаждане, при което се получава кондензат съдържащ H_2O , H_2SO_4 , HNO_3 , Hg и др. Това не само затруднява работата на мелницата, но и е причина за интензивна корозия. Техническите решения за решаване на тези проблеми са различни, но във всички случаи трябва да се предвиди охлаждане на рециркулиращия газ и отделяне на агресивния кондензат от него. Друго потенциално решение например е да се смесят топлия рециркулиращ газ (CO_2) със студения азот от инсталацията за дълбоко охлаждане на въздуха. Общото впечатление обаче е, че не съществува консенсус за решаването на този проблем, а всички възможни изпълнения са в пилотен стадий.

3. Технологичен блок № 3 – Доставка на кислород

Технологичният блок № 3, в който се произвежда кислорода необходим за работата на Oxyfuel – инсталациите работи по известната технология на Dr. Carl von Linde, при която въздухът се втечнява чрез охлаждане, а кислородът и азотът се разделят чрез дестилация. Тези технология е усвоена много добре и не създава никакви проблеми, ако режимът на експлоатация е стационарен. Спазването на такъв режим обаче е практически невъзможно тъй като въглищната електроцентрала работеща по Oxyfuel – технологията трябва да бъде включена в свободния пазар на електроенергия, който както е известно, не е постоянна величина. Друг по-съществен проблем е, че включването на инсталациите за производство на кислород изисква продължителен период от

време (60 часа ~ три денонощия) за достигане на необходимата температура, при което започва производството на кислород. Единственото възможно решение на този проблем е необходимостта от изграждане на съответни резервоари за съхранение на втечнения кислород, от които да се черпи необходимия газ следвайки флукуациите на електроенергийния пазар. По принцип обаче използваната понастоящем технология на Dr. Carl von Linde е много скъпа и енергоемка, което почти компрометира приложението на Oxyfuel – процеса в ТЕЦ. В близките години се очаква тя да бъде заменена с развиваната от фирма „Air Products“ технология използваща йонни транспортни мембрани (ITM), която все още (2013 г.) е в пилотен стадий. Очаква се тази технология да намали капиталните разходи за изграждането на кислородния блок с 30 %, а разходът на електроенергия за производство на кислород с 60 %. [6]. Това открива нови възможности пред изграждането на Oxyfuel – въглищните централи въпреки че все още е твърде рано (2013 г.) да се коментира тяхната конкурентоспособност.

4. Технологичен блок № 4 – Производство на електроенергия

Основната цел на въглищните електроцентрали, които използват или ще използват Oxyfuel – технологията за производство на електроенергия е да намалят загубите при реализацията на този процес, а следователно и цената на изведения от въглеродната верига CO_2 . По данни на [7] се смята, че енергийните разходи свързани с производството на кислород и с компримирането на CO_2 (виж технологичен блок № 6) могат да бъдат намалени значително, ако производството на пара в Oxyfuel – котлите се прави при свръхкритични параметри (ultra super critical parameters - USC), т.е. като се премине към строителството на Oxyfuel – USC централи. Тази тенденция обаче не е верифицирана и изисква решаването на редица важни технически проблеми. Така например според [7] не е напълно ясна корозионната устойчивост на металите, използвани при реализацията на изпарителната система на котлите, които ще работят със свръхкритични параметри. Нещо повече – остават неясни редица проблеми като емисията на пламъка ($\text{O}_2 + \text{CO}_2 + \text{H}_2\text{O}$) при Oxyfuel – технологията сравнена с емисията свързана с наличието на N_2 към тази смес при конвенционалната технология. Изводът е, че това технологично решение, т.е. USC – технологията може да бъде включена в общия план за развитието на Oxyfuel – технологиите. Този въпрос се обсъжда детайлно в друга наша публикация [8].

5. Технологичен блок № 5 – Пречистване и охлаждане на димните газове

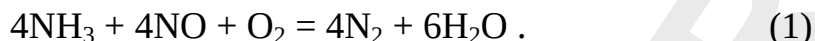
Химическите и физическите замърсители на димните газове в конвенционалните въглищни централи са известни, но при Oxyfuel – инсталациите концентрации и генезиса им са различни. В следващия текст тези замърсители (NO_x , SO_x , Hg и H_2O) се коментират с оглед поведението им в

Oxyfuel – централите, вкл. и методите за минимизиране на вредното им въздействие.

Азотни оксиди (NO_x). Както е известно, при изгарянето на въглищата във въглищните централи работещи по „класическата“ схема т.е. във въздушна среда винаги се получават азотни оксиди, означавани обикновено като „NO_x“, въпреки че представляват смес от NO и NO₂. За намаляване на тяхната концентрация в димните газове с оглед спазването на съответните норми за азотни емисии се използват няколко метода като:

- изгаряне на въглищата в горелки конструирани така, че да намаляват „добива“ на NO_x (low NO_x - burner);

- каталитична и некаталитична редукция на NO_x чрез дозиране на NH₃, например по реакцията



При Oxyfuel – технологиите прилагането на тези два принципни подхода за редукция на азотните емисии е възможно. Условието на горене обаче изменят характера на процесите, въпреки че се очаква по-ниската концентрация на азот в зоната на горене да намали „добива“ и на NO_x. За съжаление се оказва, че това не е така, тъй като се намесват и други фактори улесняващи реакцията NO → NO₂. Така например добива на NO₂ се увеличава тъй като присъствието на водни пари катализира окисляването на NO до NO₂. Освен това когато горенето се извършва в кислородна среда започва процес на неконтролируемо окисляване на SO₂ до SO₃. Този газ (SO₃) реагира с амоняка дозиран по реакция (1), посредством която се извършва каталитичната редукция на NO до NO₂. Негативният ефект от това развитие е получаване на съединението (NH₄)₂ SO₄ по реакцията



Това съединение се отлага по пътя на димните газове като твърда фаза и увеличава съпротивлението в газовия тракт. От казаното дотук става ясно, че за отделянето на NO_x от подготвения за подземно съхранение въглероден диоксид следва да се търсят други технически решения, въпреки че по време на неговото компримиране част от NO_x се отделя с кондезата като HNO₃. Това е причината поради която пълното почистване на въглеродния диоксид от азотни оксиди да бъде предмет и на други технически решения едно от които на фирмата „Foster Wheeler“ е представено в друга наша публикация [9].

SO_x (SO₂ + SO₃). Комерсиализацията на Oxyfuel – технологията през 21 век е директно свързана с пречистването на получения по тази технология въглероден диоксид от серните оксиди SO₂ + SO₃ преди и по време на компримирането на CO₂. Трябва да се отбележи обаче, че в световен мащаб почистването на димните газове от конвенционалните въглищни централи представлява един добре усвоен процес, който е развит и приложен в различни варианти в зависимост от съдържанието на сяра във въглищата, възприетата технология на горивния процес (прахово горене или изгаряне в кипящ слой) и др. Няма основание да се очаква, че вече усвоените в тези централи сероочистващи технологии не могат да бъдат приложени и в настоящата и

бъдещи Охуfuel – централи. Във връзка с това обаче ще бъдат дадени няколко примери изпълнени в някои работещи Охуfuel – инсталации, както следва:

- В Schwarze Pumpe (Германия) работи сероочистваща инсталация проектирана от фирмата „Babcock Noel“, която произвежда гипс (чрез окисляване на CaCO_3 с кислород) [10];

- Фирмата „Linde“ използва директно охлаждане на димните газове в една (неназована) Охуfuel – инсталация с помощта на смес от $\text{NaOH}/\text{Na}_2\text{CO}_3$ – с цел улавяне на SO_x и др.

Възможни са и се прилагат и други технически решения, например на варовик в горивната камера на парните котли и др.

Общото впечатление е, че процесът на десулфуризация на въглеродния диоксид не може да създаде проблеми при комерсиализацията на Охуfuel – технологията при условие, че е направен коректен избор на сероочистващата технология или инсталация.

Живак. Съдържанието на живак и неговите съединения не беше обект на внимание и контрол в близкото минало, въпреки че токсичните свойства на този елемент са добре известни. През последните години обаче беше установено неговото (на живака) имплантиране в хранителната верига свързано с всички негативни последици от това. Нещо повече- беше установено, че живакът, който се извлича от въглищата и се съдържа в димните газове от ТЕЦ е един от значимите източници на замърсяване на атмосферата с токсични вещества. Във връзка с това бяха предложени и приложени няколко метода за неговото отстраняване от които засега (2013 г.) най-сполучлив се оказва филтруването на димните газове през адсорбционни апарати заредени с активен въглен. Технологически това решение е сполучливо, въпреки че остава открит въпросът къде точно да бъдат включени живачните филтри в структурната схема на Охуfuel –инсталациите – преди или след сероочистващите инсталации. В процес на проучване възникна и друго решение (на фирма „Air Products“), при което димните газове се компримират без да се отделя NO_2 от него. При тази операция се образува HNO_3 , а тя от своя страна разтваря Hg до HgNO_3 и го отделя от димните газове чрез промиване с вода. Тази технология е представена и обсъдена в друга наша публикация [11].

В настоящето проучване технологиите за почистване на димните газове от живак от нашите въглищни централи не се обсъждат, тъй като не бяха открити публикувани данни за съдържанието на този токсичен елемент във въглищата от българските основни находища, например Марица – Изток.

Водни пари. Димните газове, които се получават при изгарянето на въглищата в Охуfuel –котлите съдържат значителни количества водни пари и SO_2 . Това, както е известно, увеличава „киселинната“ точка на оросяване с около 20°C (acid dew point), а следователно и тяхната корозионна агресивност. Във връзка с това се налага рециркулиращия газ (CO_2) да се охлажда в корозионноустойчиви топлообменници, а охладеният газ, който съдържа и кисел кондезат (H_2SO_4) да се транспортира в корозионноустойчиви тръби обратно до котелните агрегати.

Димните газове, които не се рециклират след съответното почистване от SO_2 (SO_3) и NO_x (ако има) се изсушават допълнително като съдържанието на водни пари трябва да бъде от порядъка на 50 - 100 ppm¹, за да се предотврати корозията на стоманените подземни тръбопроводи, които ще се транспортират до подземните хранилища [12]. За тази цел могат да се използват различни технологии например молекулни сита (Schwarze Pumpe – Германия).

6. Технологичен блок № 6 – Компримиране на въглеродния диоксид

Компримирането на въглеродния диоксид е финалната операция на Oxyfuel – технологичната линия. Това означава, че в предишните технологични блокове се изпълняват всички необходими операции, за да се получи чист и годен за компримиране CO_2 , т.е. от Oxyfuel – изгарянето на въглищата до окончателното пречистване на газа, който в конкретния случай трябва да съдържа само 50 – 100 ppm H_2O . От инженерна гледна точка реализацията на технологическия блок № 6 представлява една усвоена технология заимствана в продължение на години от газовата индустрия като в общия случай целта е да се компримира максимално чист (не съдържащ SO_x , NO_x и Hg) газ при оптимална енергийна ефективност. Това изискване е изпълнимо от фирмите – производители на компресори и не е пречка за комерсиализацията на Oxyfuel – технологията.

7. Технологичен блок № 7. Транспорт и подземно съхранение на въглеродния диоксид

Транспортът и подземното съхранение на CO_2 произведен в Oxyfuel – централите ще се извършва по известната технология възприета и при останалите CCS – процеси (IGCC и PCC). За пълнота на изложението се налага да се припомни, че това става по следния начин. Пречистеният от всички примеси въглероден диоксид (SO_x , NO_x , Hg и др.) се компримира над критичната точка на CO_2 (80 bar), след което с помощта на CO_2 – преносна подземна мрежа се доставя в местата за подземно съхранение (при условие, че съдържанието на разтворените в него водни пари е до 100 ppm). Технологията, по която се осигурява (или ще се осигурява) това подземно съхранение, както и избора на съответните площадки в България не е цел на настоящото проучване. Независимо от това в единични случаи в зависимост от мястото на Oxyfuel – централата могат да се приложат и други технически решения. Така например, в Schwarze Pumpe (Германия) компримираният CO_2 се транспортира със специални цистерни като в общия случай идеята е да се търсят изтощени нефтени находища, при които е прилагана технологията EOR (или EGR). Това създава техническата увереност, че CCS – технологиите са съвместими с

¹ Тази стойност е спорна. Тя се обсъжда в друга наша публикация [13]

околната среда и могат да бъдат приети от обществеността и утвърдени от локалните законодателни органи.

Заклучение

Анализът на проблемите възникващи при текущото развитие на технологичните блокове, които изграждат инсталациите направени в настоящето проучване показва, че тези инсталации са съвместими с околната среда и могат да бъдат приети от обществеността и утвърдени от локалните законодателни органи. Друг е въпроса доколко те могат да конкурират останалите варианти на CCS – технологиите (IGCC - Интегриран с газификация комбиниран цикъл и РСС – Улавяне на CO₂ след основния процес на горене), които също се използват за редуциране на въглеродните емисии в атмосферата произлизащи от въглищните електроцентрали.

Литература

1. GCCI, 2009a, Strategic Analysis of the Global Status of Carbon Capture and Storage.
2. T. Wall et al, The current state of Oxyfuel technology: demonstration and technical barriers, 2nd Oxyfuel Combustion Conference.
3. T. Wall et al. Demonstration of coal – fired Oxyfuel technology for carbon capture and storage and issues with commercial deployment, Int. Journal of Green Gas Control, 2011, S5 – S15.
4. 2008, EU Zero Emission Platform – Matrix of Technologies.
5. 2010, EU Zero Emission Platform – Recommendations for Research to Support the Deployment of CCS in Europe Beyond 2020.
6. E. Drioli et al, Ceramic membranes in carbon dioxide capture. Applications and potentialities. Advance in Science and Technology, Vol. 72, 105.
7. Henderson C., Mills S., 2009 Clean coal road map to 2030, Report CCC152 (cited 26.11.2010).
8. Д. Попов, Относно изграждането на паротурбинни блокове с надкритични параметри на парата в минноенергийния комплекс „Марица Изток“, Енергетика, 6, 2012.
9. М. Йовчев, Петьо Гаджанов, Никола Цветков, Оxyfuel – технология за пречистване на въглеродния диоксид от продуктите на горене и съпътстващите примеси, Научна конференция, ЕМФ, 2012, Том I, 71-78.
10. Jinying Y et al., 2009, Flue gas cleaning processes for CO₂ capture from Oxyfuel combustion, IEA, 1st Oxyfuel Combustion Conference, Cottbus, Germany
11. Д. Попов и др. Блок за пречистване и компримиране на CO₂, Научен отчет по тема ДТК 02/62, т. 4.5, 65-67.
12. de Visser et al. 2008, Dynamic CO₂ quality Control, remendations, Int. Journal of Green house Gas Control, 2(4), 478-484.
13. М. Йовчев, Д. Попов, П. Гаджанов, Подземният транспорт на CO₂ – рисков фактор при реализацията на CCS – технологиите, Наука, 2013 (под печат).

Приети символи и означения

GCCSI – Global Carbon Capture and Storage Institute

IGCC – Integrated Gasification Combined Cycle

PCC – Post Combustion Capture

PF – Pulverized Fuel

CFB – Circulating Fluid Bed

ITM – Ion Transport Membrane

USC – Ultra Super Critical

Настоящата статия е представена във връзка с изпълнението на научно-изследователски проект на тема „Анализ и синтез на технология за редуциране на въглеродните емисии от българските ТЕЦ изгарящи местни висоросернисти въглища“, финансиран от Фонд „Научни изследвания“, на Министерство на образованието, младежта и науката.

Автори:

проф. д-р инж. Милко Петров Йовчев, ТУ – София, тел.: 02/9652243;
m_iovchev@tu-sofia.bg

доц. д-р Димитър Ангелов Попов, ТУ – София, тел.: 02/9652303;
dpopov@tu-sofia.bg

доц. д-р инж. Петьо Георгиев Гаджанов, ТУ – София, тел.: 02/9652307;
gadjanov@tu-sofia.bg

маг. инж. Никола Сергиев Цветков, Worley Parsons ЕООД, тел.: 02/8106157.

СЕНЗОР ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК С ЕЛЕМЕНТ НА ХОЛ, ПРЕДНАЗНАЧЕН ЗА ПРОМИШЛЕНА СИСТЕМА ЗА ЕЛЕКТРОЛИЗА НА МЕД

Деница Държанова

Резюме: В работата е анализирана конструкцията на сензор с елемент на Хол, като съставна част от токоизправител за електролиза на мед. Сензорът е предназначен за контрол на тока през ваната за електролиза в диапазона от 1300А до 15600А. Първичният преобразувател (елемент на Хол) е разположен в магнитопровод, който обхваща шинопровода към ваната за електролиза. Магнитопроводът е с въздушни междини. Посредством подходящ избор на конструктивни размери и чрез компютърно моделиране по метода с крайни елементи на магнитното поле е постигната практическа линейност във входно-изходната характеристика на сензора и е направена оценка на възможните грешки. Предложен е подход за предварително еталониране на сензора в лабораторни условия и е препоръчана методика за това.

Ключови думи: Измерване на големи токове, елемент на Хол, компютърно моделиране, еталониране

LARGE DC CURRENT SENSOR WITH HALL EFFECT ELEMENT FOR COPPER ELECTROLYSIS INSTALLATION UNIT

Denitsa Darzhanova

Abstract: In the paper results of the design analyses of a large DC currents Hall Effect sensor are presented. This sensor is intended for a copper electrolysis installation unit. The current is assigned in the range from 1300 A up to 15600 A. The primary Hall Effect element is located in one of several gaps of silicon sheet steel magnetic core, which envelopes the unique busbar construction configuration. Based on finite elements computer analyses the core dimensions have been optimized to get practical linear output characteristics of the current sensor. Measures have been recommended for the construction of a multi-winding coil intended for preliminary standard laboratory tests and adjustment of the sensor.

Key words: Current measurement, Hall Effect sensor, computer modelling, standard adjustment

1. Въведение

Използването на сензори за големи токове (над 5-10кА) е свързано с определени особености за потребителя от измервателен, конструктивен и икономически характер. Директната употреба на класически шунтове [1] се избягва [6] поради значителните габаритни размери и загуба на мощност, когато измерваните токове са с голяма продължителност. Предлагат се решения с първичен преобразувател пояс на Роговски [2] или елемент на Хол [2,3,4]. Поради универсалния си характер на приложение и гарантиран висок клас на точност от порядъка на 0,5-1,0, такива сензори са доста скъпи.

В предлаганата статия, е анализирана една възможност за конструктивна реализация на сензор за номинален ток 13 кА, с първичен преобразувател *елемент на Хол*. Заданието изисква конструкцията да бъде проста и евтина, за сметка на по-ниски изисквания за точност - до 3,0%. Сензорът е предназначен за реална промишлена инсталация за електролиза на мед, като елемент от токоизправител със съответен изглаждащ дросел. Монтира се на изхода на токоизправителя върху шинна система със зададени размери и трябва да осигури практическа линейност на входно-изходната характеристика в рамките на изискваната точност. Диапазонът за измерване на постоянния товарен ток е от 1300 до 15 600 А, с което се осигурява технологичен резерв от +20%.

Особеното при конструиране на сензори за големи токове от посочения тип е да се избере конфигурацията на магнитопровода [6]. В случая е избран магнитопровод от електротехническа стомана с разпределени въздушни междини, в една от които е разположен първичния преобразувател *елемент на Хол*. В непосредствена близост са разположени и елементите от електронната конфигурация осигуряваща неговото нормално функциониране. Стоманата е от масово използван тип, с практически линейна връзка $B = f(H)$ до около $0,6 \div 0,65 T$ при средна относителна магнитна проницаемост около 4000. При тези обстоятелства е потърсена линейна връзка между магнитната индукция в зоната на полюса на магнитопровода където е разположен елемента на Хол и тока през шинната система на токоизправителя.

Изискването за линейност е тясно свързано с чувствителността на сензора. Тя се дефинира в общия случай като $S = \frac{dU_{\text{Хол}}}{dI_{\text{ТИ}}}$. Ясно е, че ако в зоната на големите стойности на измервания ток се допусне макар и частично насищане на магнитопровода, чувствителността S ще намалее. При съвременните компютърно ориентирани измервателни устройства, това по принцип може да се преодолее чрез предварителен запис на входно-изходната характеристика по време на еталониране на сензора, съхранение на същата в паметта на измервателното устройство и последващ обратен прочит в реални условия за определяне на конкретната стойност на тока.

В рамките на конкретната задача обаче е избран подхода, при който е гарантирана линейна входно-изходна характеристика на сензора, т.е $S = \text{const}$. Преобразуващата характеристиката на първичния елемент на Хол, (неговото

изходно напрежение като функция на магнитната индукция в зоната на елемента), е приета за линейна. Линеиност на зависимостта между тази индукция и измервания намагнитващ ток принципно може да се постигне по 2 начина:

1. Чрез увеличаване на средната дължина на магнитопровода $L_M = \frac{\mu_0 \mu_r I_{\max}}{B_{\max}}$ пропорционално на измервания ток така, че да се снижи интензитета на магнитното поле. Напречното сечение трябва да гарантира хомогенност на полето в зоната (площадка от полюса), където е разположен първичния преобразуващ елемент - елемента на Хол;

2. Чрез запазване на приемлива малка средна дължина на магнитопровода L_M (диктувана от конфигурацията на шините), но чрез добавяне на допълнителни въздушни междини в магнитопровода [6]. Общата междина се избира така, че при максимален измерван ток $I_{\max}$, магнитната индукция $B_{\max}$ в зоната на датчика на Хол да не надвиши предварително зададена стойност за избрания материал.

За целите на проведения анализ е избран втория подход. Основното съображение е да се гарантират минимални размери на сензора като цяло и конструкцията да бъде удобна за монтаж на място. Конкретните решавани задачи са:

1. Оразмеряване на магнитопровод с приемливи габарити и разходи за реализация, удобен за разполагане върху шинната система на токоизправителя;

2. Анализ на зависимостта на магнитната индукция за избрана зона в една от въздушните междини като функция на измервания постоянен ток през зададената шинна конфигурация;

3. Определяне на условия за подходящо еталониране на сензора в лабораторни условия за да може да се изчисли неговата чувствителност S , и да се използва след това в реални експлоатационни условия;

4. Теоретична преценка за очакваните грешки при използване на еталонната характеристика в условия на реално измерван ток.

2. Постановка на задачата

2.1 Шинна система на токоизправителя

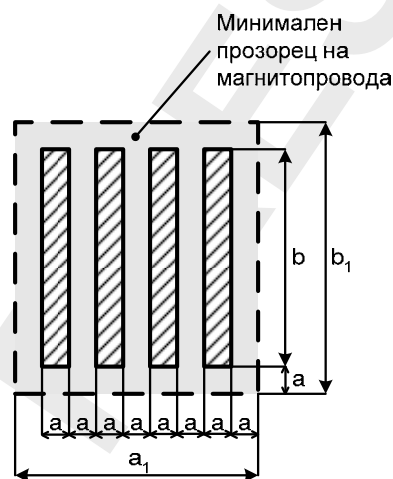
На Фиг.1а е показана снимка на съществуваща конструкция на шините на изхода на токоизправителя. Това е изходната постановка за провеждане на теоретичното изследване на сензора. Шините са 4 на брой, с размери $b = 120\text{ mm}$ на $a = 10\text{ mm}$, и са разположени една от друга на разстояние $a = 10\text{ mm}$ така, както е показано стилизирано на Фиг.1б. Предвижда се магнитопровода да се монтира върху *Шини* + (от токоизправителя към работната вана), като *Шини* – (от ваната към токоизправителя) се намират в непосредствена близост.

2.2. Конструкция на магнитопровода на сензора

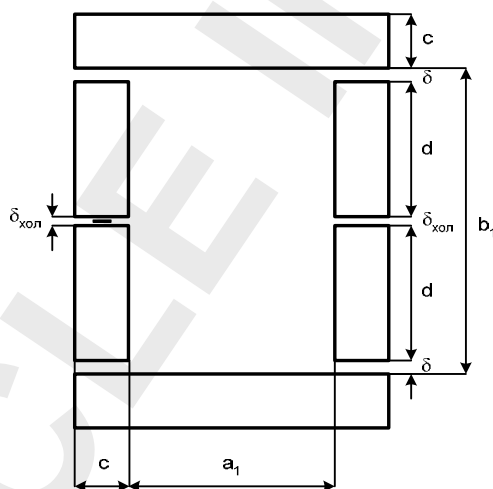
Избрана е рамкова „О” образна конструкция на магнитопровода на сензора, така както е показано на Фиг.2. Размерът на прозореца $a_1 = 90\text{ mm}$ и $b_1 = 140\text{ mm}$ се диктува от шинната система показана на Фиг.1б. Приет е отстъп от $a = 10\text{ mm}$ извън всяка от 4-те страни на фиксираната конфигурация на Шини +.



Фиг. 1а



Фиг.1б



Фиг.2

Магнитопроводът е разглобяем, за да може сензорът предварително да се еталонира в лабораторни условия посредством многонавивкова бобина. Изборът на въздушна междина и сечение на магнитопровода за конкретния случай са продиктувани от следните съображения:

- Прието е квадратно сечение с размери 25 на 25мм. Това осигурява достатъчна механична здравина и стабилност на конструкцията като цяло.
- Сумарната въздушна междина трябва да гарантира магнитната индукция да не надхвърля $B_{\max} = 0.65\text{ T}$ при максимален ток $I_{\max} = 15600\text{ A}$. Ако се пренебрегне магнитното съпротивление на стоманата и разсейването,

това предопределя минимална стойност за тази междина от

$\delta_{tot} = \frac{\mu_0 I_{max}}{B_{max}} = 28 mm$. Приета е стойност от 30mm с оглед на допълнителен резерв.

- Целесъобразно е въздушната междина да се разпредели симетрично, като се предвиди място където да бъде фиксирана платката носеща датчика на Хол. Върху тази платка се разполагат по принцип: генератора осигуряващ работния ток за този елемент, усилвателя за неговото изходно напрежение, елементи за температурна компенсация и др. [7]. Работната дебелина на такава платка е 2,5mm. В крайна сметка са предвидени 2 междини в средата на двете бедра на рамката от Фиг.2 с размер $\delta_{хол} = 3 mm$, а към горния и долен яреми общо 4 допълнителни въздушни междини всяка с размер от $\delta = 6 mm$.

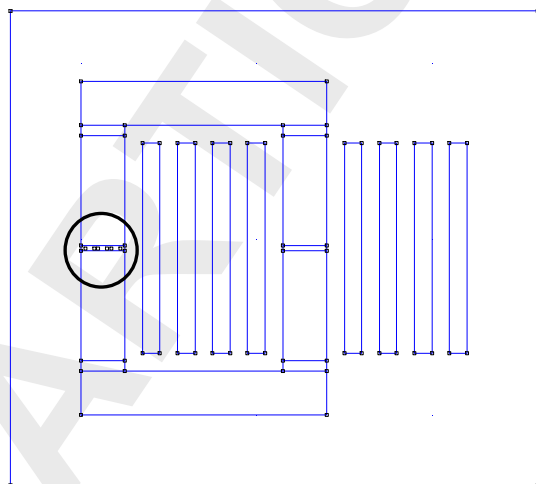
Мястото за платката с елемента на Хол е в лявото бедро на чертежа от Фиг.2. Дясното бедро е затворено от бобината, когато сензора се еталонира. Площадката в която ще се намира елементът на Хол е в средата на въздушната междина, в центъра на сечението на полюса, с размери 10 на 10 mm. (Фиг.3б)

2.3. Изследване на разпределението на магнитното поле в конструкцията на сензора и определяне на външната характеристика $B = f(I)$.

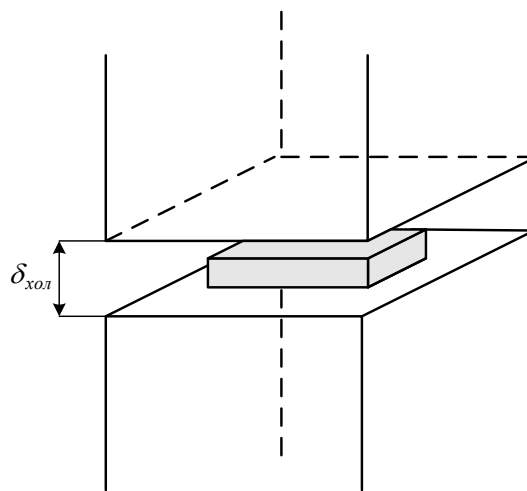
Това изследване е проведено по компютърен път като са задавани серия от стойности за тока на токоизправителя в зададения диапазон от 1300 до 15600A, т.е от 10 до 120% спрямо зададения номинален ток. Анализирани са два модела:

- Модел А** – с реално разположени в прозореца на магнитопровода и извън него токови шини според Фиг. 1а;
- Модел В** - с модел на еталонираща бобина, заместваща токовите шини;

Компютърното моделиране е проведено във FEMM среда [5], като полето е разглеждано като плоско-паралелно. На Фиг. 3а е показана съответната конфигурация за случая на Модел А. В дълбочина (перпендикулярно на листа с чертежа) приетият размер е 25mm.



Фиг. 3а

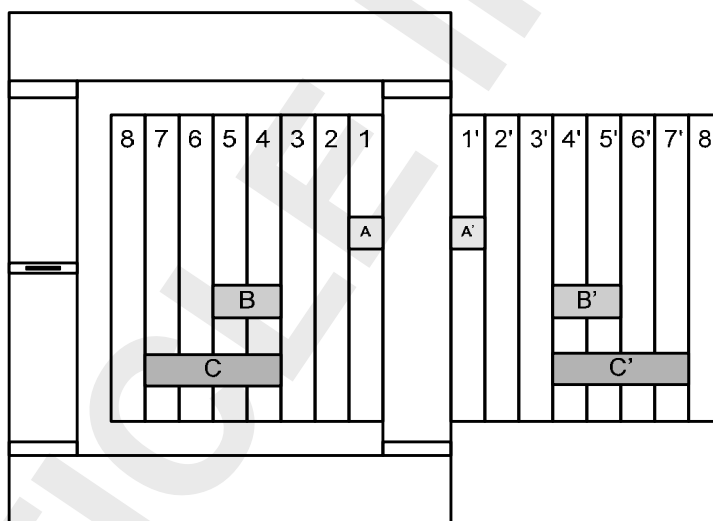


Фиг. 3б

Прието е равномерно разпределение на общия ток през шините (т.е. през всяка шина протича 25% от този ток). За избраната площадка от Фиг. 3б е определяна интегрално средната индукция означена като B_{H10} .

Съществен за избрания подход с предварително еталониране в лабораторни условия е анализа на Модел В. По принцип една еталонираща бобина (с голям брой навивки, които осигуряват еквивалентен намагнитващ ток) не може идеално да замести реалната шинна конфигурация, което неизбежно води до грешки. Освен това, ако намотката на еталонната бобина запълни изцяло прозореца на магнитопровода, бобината би била излишно обемна, тежка и скъпа. Поради това в Модел В са изследвани варианти за разположение на намотката на бобината в прозореца, чрез подходящо секциониране. Резултатите при един и същ общ намагнитващ ток са сравнявани с резултатите за Модел А. Така е направена оценка за грешката (разликата в стойностите на магнитната индукция) при *еталониране* спрямо случая с *реални шини*. На тази основа са формулирани препоръки за избор на подходяща конфигурация за намотката на бобината.

Изследваната конфигурация за еталонна бобина е показана на Фиг. 4. Токовото пространство в прозореца и симетрично извън него е разделено на 8 отделни "секции". Всяка от тези секции в процеса на моделирането е с или без намагнитващ ток, като по този начин са формирани серия от варианти.



Фиг.4

Изследваните варианти са посочени в Таблица 1. За илюстрация в тази таблица е посочено и теглото на медния проводник за реализация на варианта. Предложен е проводник с диаметър 0,96мм и сечение 0,72мм, което осигурява 1000 навивки за една отделна секция. Различават се 3 групи, както е показано схематично на Фиг.4:

- Група А – с 1 отделна секция (10×120 mm). Всяка такава секция е отмествана по време на моделирането виртуално и симетрично спрямо дясното бедро на магнитопровода от Фиг. 3а;

- Група В – с 2 разположени една до друга секции ($10 \times 120 \text{ mm}$). Тази група също е отмествана виртуално по начин подобен на секциите от група А;
- Група С – с 4 разположени една до друга секции ($10 \times 120 \text{ mm}$). И тази група е отмествана виртуално по начин подобен на секциите от група А.

Таблица 1

Група	Код на варианта	Включени секции №	G (кг)
А	A ₁	1	0,8
	A ₃	3	1,7
	A ₄	4	2,15
	A ₅	5	2,6
	A ₆	6	3,05
	A ₇	7	3,5
В	B ₁₂	1+2	2,05
	B ₄₅	4+5	4,75
	B ₆₇	6+7	6,55
С	C ₁₂₃₄	1+2+3+4	5,9
	C ₄₅₆₇	4+5+6+7	11,3

3. Резултати от изследването.

В Таблица 2 са приведени резултатите за компютърно изчислената магнитна индукция $B_{10} \cdot 10^{-3} \text{ T}$ в избраната площадка от полюса за Модел А. От тези резултати следва, че грешката от нелинейност в кривата $B = f(H)$ е по-малка от 0,5% в диапазона от 10 до 120% за измервания ток. В допълнение са приведени и данни за средната магнитна индукция $B_5 \cdot 10^{-3} \text{ T}$ в по-малка ($5 \times 5 \text{ mm}$) площадка от полюса, като доказателство за равномерността на магнитното поле в тази зона на полюса.

Таблица 2

$I / I_H, 100\%$	10	20	50	80	100	110	120
$B_{10} \cdot 10^{-3} \text{ T}$	55,888	112,039	280,705	449,362	561,708	617,804	673,809
$B_5 \cdot 10^{-3} \text{ T}$	55,889	112,04	280,707	449,365	561,711	617,807	673,813

Съществени за избор на вариант за еталонна бобина са резултатите приведени в Таблица 3. За три характерни стойности на възбудителния ток в зададения диапазон (10, 50 и 120%) са определяни средните стойности на

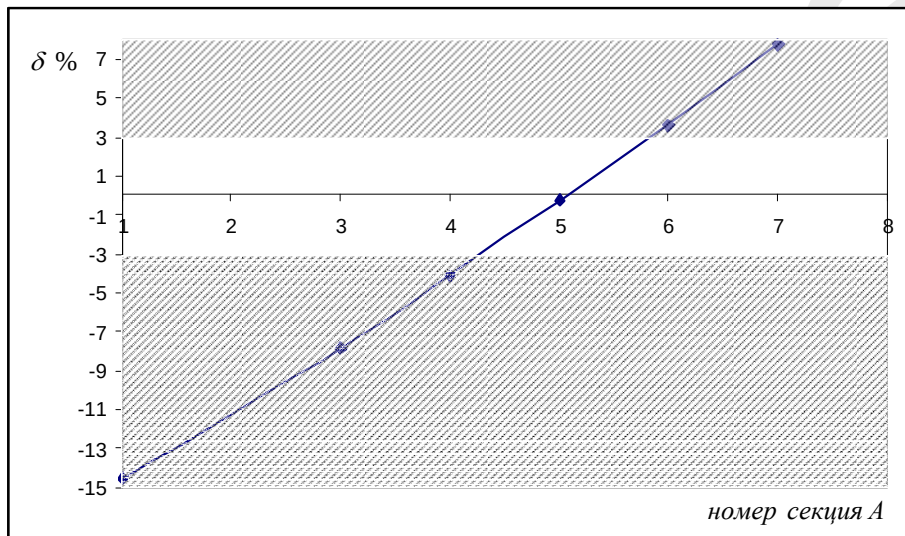
индукцията $B_{em} \cdot 10^{-3} T$ за същата избрана в средата на полюса площадка с размери $10 \times 10 mm$. Тези стойности са сравнявани със съответната изчислена стойност $B_{ш} \cdot 10^{-3} T$ за приетата шинна конфигурация. Грешката $\delta \%$ е изчислявана по следния начин: $\delta = \frac{B_{em} - B_{ш}}{B_{ш}} \cdot 100 \%$

За илюстрация на зависимостта на получената грешка от номера на секция тип А, на Фиг.5 е показана графиката $\delta \% = f(\text{номер секция } A)$ за ток $I = 10\% \cdot I_H$

Таблица 3

Вариант бобина тип	Код на варианта	$I / I_H \cdot 100\%$	10%	50%	120%
		$B_{ш} \cdot 10^{-3} T$	55,88	280,7	673,8
А	A ₁	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	47,78	240,14	575,5
		$\delta \%$	-14,5	-14,4	-14,6
	A ₃	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	51,50	258,7	620,9
		$\delta \%$	-7,83	-7,84	-7,85
	A ₄	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	53,59	269,2	646,2
		$\delta \%$	-4,09	-4,09	-4,09
	A ₅	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	55,72	279,9	671,9
		$\delta \%$	-0,29	-0,28	-0,28
	A ₆	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	57,91	290,8	698,2
		$\delta \%$	+3,60	+3,60	+3,62
	A ₇	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	60,20	302,3	725,7
		$\delta \%$	+7,73	+7,69	+7,70
В	B ₁₂	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	48,64	244,4	586,1
		$\delta \%$	-12,9	-12,9	-13,06
	B ₄₅	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	54,66	274,6	659,0
		$\delta \%$	-2,18	-2,17	-2,20
	B ₆₇	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	59,06	296,6	711,9
		$\delta \%$	+5,69	+5,66	+5,65
С	C ₁₂₃₄	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	50,60	254,2	609,9
		$\delta \%$	-9,45	-9,44	-9,48
	C ₄₅₆₇	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	56,85	285,5	685,4
		$\delta \%$	+1,74	+1,71	+1,72

От приведената таблица става ясно, че поставената задача за минимална грешка при еталониране в лабораторни условия се постига с варианта A_5 за намотка на еталонната бобина, в случай на симетрично разположени $Шини +$ и $Шини -$. Тази грешка е около 0,3%. Констатирано е, че тази грешка расте при отместване на $Шини -$, което е обект на допълнително изследване.



Фиг.5

4. Заключение

4.1 Предложено е просто и евтино решение на сензор за постоянен ток до 15,6 кА с използване на елемент на Хол и магнитопровод от електротехническа стомана, предназначен за конкретна промишлена шинна инсталационна конструкция;

4.2 Размерите на магнитопровода са съобразени със зададената конструкция на шинната система. Въведената въздушна междина от 30мм ограничава работната индукция в зоната на елемента на Хол до 0,65 Т, като проведеното компютърно моделиране в среда FEMM доказва, че при тези условия входно-изходната характеристика на сензора е практически линейна.

4.3 Посредством допълнително моделиране във FEMM среда е доказана възможността сензора да бъде еталониран лабораторно посредством многонавивкова бобина. Условието за минимизиране на грешката спрямо случая със зададената промишлена шинна конфигурация е да се използва препоръчаният вариант за намотка на бобината. При избор на варианта A_5 от Таблица 3 измервателната грешка на сензора е под 2% .

4.4 При промяна на конфигурацията на шинната система (отдалечаване на $Шини -$ извън магнитопровода), анализът във FEMM компютърна среда показва, че са необходими допълнителни изследвания касаещи еталонирането на сензора, за да се гарантира измервателна грешка в посочения по-горе диапазон.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Векслер М., А. Теплинский, *Шунты переменного тока*, Энергоатомиздат, Ленинград, 1987г.
- [2] Yixiao Wang, Ji-Gou Liu, Jing Zhao, Yongcai Yang, *Split Core Closed Loop Hall Effect Current Sensors and Applications*, PCIM EUROPE International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality, Nuremberg, Germany, May 2012;
- [3] D'alessandro Luca, Nicolas Karrer, Johann W. Kolar, *High-Performance Planar Isolated Current Sensor for Power Electronics Applications*, Ieee Transactions On Power Electronics, Vol. 22, No. 5, September 2007;
- [4] Чекмарев А., *Датчики тока и напряжения АВВ- от печатной платы до преобразователей – гигантов*, Силовая электроника №3, 2006
- [5] D. Meeker., *Finite Element Method Magnetics*, User's guide, version 4.2, 2010
- [6] Русев Д., В. Митева, *Галваномагнитна техника*, Техника, София, 1974.
- [7] Гергов Л., В. Иванов. З. Гергова, И. Ганев. *Токоизправител 13кА за електролиза с два реактора*, IV Научна конференция ЕФ2012, Созопол, 28 септември-1 октомври 2012, Сборник доклади - том2, стр.54-60

Автор: Деница Държанова, гл. асистент, д-р – ФА, катедра “Електро-измервателна техника”, email: dpetrova@tu-sofia.bg;

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА СЕНЗОР ЗА ТОК 13 кА с ЕЛЕМЕНТ НА ХОЛ ЗА ПРОМИШЛЕНИ ЦЕЛИ

Деница Държанова, Захаринка Гергова

Резюме: В работата са приведени резултати от експерименталното изследване на токов сензор с преобразувател на Хол. Сензорът е за номинален ток 13кА и е предназначен за измерване на постоянен ток към вани за електролиза на мед. Първичният преобразувател (елемент на Хол) заедно с електронната схема осигуряваща правилното му функциониране е разположен в една от общо шестте въздушни междини на магнитопровод от електротехническа стомана, който обхваща шинопровода към електролизните вани. Сензорът е еталониран в лабораторни условия посредством многонавивкова бобина осигуряваща еквивалентен възбуждащ ток. Параметрите на бобината са подбрани въз основа на препоръките в [1], като експериментално е показано влиянието на различно разположение на бобината в прозореца на магнитопровода върху еталонната входно-изходна характеристика на сензора. Простата, евтина и ефективна конструкция на сензора гарантира теоретична измервателна грешка не по-голяма от 3%.

Ключови думи: Сензор за ток, елемент на Хол, магнитопровод, лабораторно еталониране

EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF A 13 kA CURRENT SENSOR WITH HALL EFFECT ELEMENT FOR INDUSTRIAL APPLICATION

Denitsa Darzhanova, Zaharinka Gergova

Abstract: In the paper some experimental laboratory investigation results of a current sensor with Hall Effect element are presented. The sensor is intended for measurement of a 13 kA DC rated current for copper electrolysis unit. The primary Hall Effect element is located in one of the 6 gaps of a silicon sheet steel magnetic core. The core is designed in a way to embrace the existing busbar system providing current to the electrolysis unit. By means of a recommended [1] multi-winding coil delivering equivalent exciting current, a sample of the sensor has been tested and adjusted in order to obtain its standard input-output characteristic. The different position influence of the exciting coil in the magnetic core window has been also investigated. The theoretical accuracy of this simple and low cost sensor is evaluated to be better than 3%.

Keywords: Current measurement, Hall Effect sensor, magnetic core, standard laboratory adjustment

1. Въведение

Измерването на големи (над 5-10 кА) постоянни токове е свързано с определени особености за потребителите. Освен точността на измерване, често съществени за избора на измервателно устройство (сензор) са неговите размери и цена.

Директното използване на класически съпротивителни шунтове [2,4], когато измерваните токове са продължителни, е необосновано поради значителната загуба на мощност и големи габаритни размери. Много популярни в последно време са решенията с първичен преобразувател елемент на Хол [4] или с пояс на Роговски [6] при променливи токове. Тези измервателни устройства обаче поради своята универсалност и висока точност (достигаща 0,5%) често са прекалено скъпи.

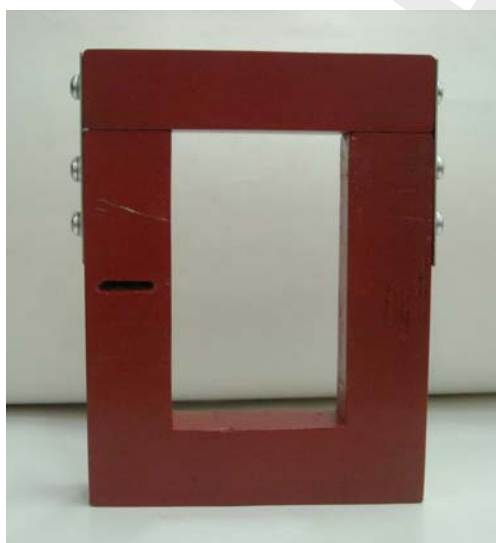
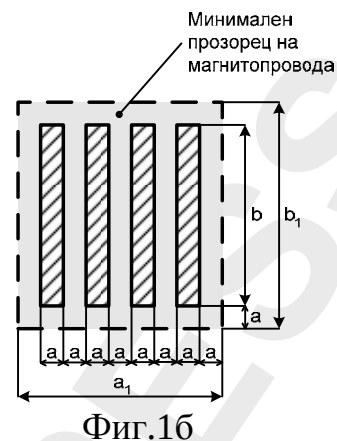
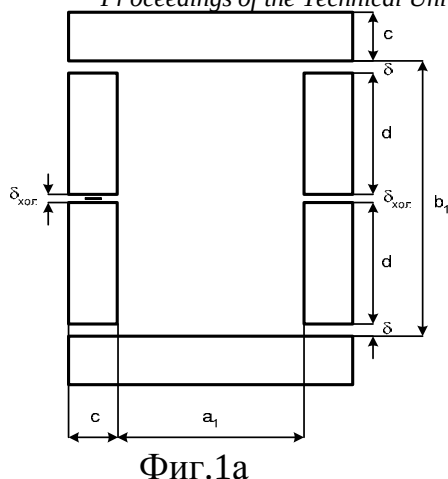
По-долу са приведени резултати от разработката и експерименталното изследване на сензор за номинален постоянен ток 13кА, предназначен за промишлена инсталация съдържаща общо 26 на брой вани за електролиза на мед. Първичният преобразувател на сензора е елемент на Хол. Източникът на ток за ваните е токоизправител тип "Кюблер" по модифицирана схема с два реактора [3]. Сензорът е конструиран така, че да бъде удобно разположен върху една от двете шинни системи водещи към ваните за електролиза, условно наречена *Шина+*. Електронната част, съдържаща елемента на Хол и останалите електронни елементи които гарантират неговата нормална работа [3], е разположена върху печатна платка, част от която е вмъкната в една от въздушните междини на магнитопровод от електротехническа стомана, обхващащ *Шина+*. Другата шинна система (*Шина-*) е разположена в непосредствена близост до същия магнитопровод.

2. Конструкция на сензора

2.1 Магнитопровод

Сензорът е с „О” образна конструкция на магнитопровода показана на Фиг. 1. Прозорецът на магнитопровода е съобразен с конструкцията на *Шина+*, състояща се от 4 отделни шини с размери $a = 10\text{ mm}$ и $b = 120\text{ mm}$, така както е показано на Фиг.1б. Магнитопроводът е от електротехническа стомана с квадратно сечение с размери на страната 25 на 25mm. В средата на двете бедра са фиксирани въздушни междини от по 3mm, а към двата ярема са предвидени допълнителни общо 4 въздушни междини от 6mm всяка, така че сумарната въздушна междина е 30mm. Тя гарантира максимална индукция не по-голяма от 0,65 Т, което следва от съображенията за практическа линейност на външната характеристика на сензора посочени в [1].

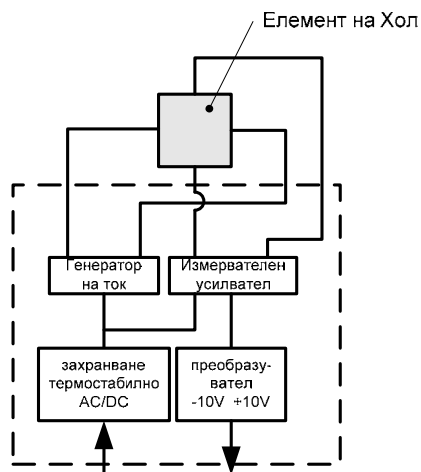
Външният вид на магнитопровода на сензора е показан на фиг.2. Магнитопроводът е залят с епоксидна смола, като горният ярем е разглобяем. Габаритните размери са 200/150/30 mm, а масата му е 2,8 кг.



2.2. Електронен преобразувател с елемент на Хол

Блоквата схема на електронният преобразувател [3] е показана на Фиг 3а. Сензорът с елемент на Хол е тип Analog devices, AD22151. Схемата съдържа термостабилно постоянно токово захранване, генератор на ток и изходен измервателен усилвател с обхват 10 V. Преобразувателят се захранва с напрежение 24V DC от стандартен импулсен изправител. При нулева стойност на магнитната индукция в зоната на елемента на Хол, изходното напрежение е 5,0 V, което напрежение след това нараства или намалява в зависимост от полярността на магнитната индукция спрямо елемента на Хол.

Външният вид на преобразувателя заедно със захранващия блок е показан на Фиг. 3б.



Фиг.3а



Фиг. 3б

2.4 Еталонираща бобина за сензора

Концепцията за разработка на сензора предполага негово предварително еталониране в лабораторни условия. Това е направено на основание на предварително проведеното изследване [1] на магнитното поле в магнитопровода по метода с крайни елементи във FEMM среда за следните 2 случая:

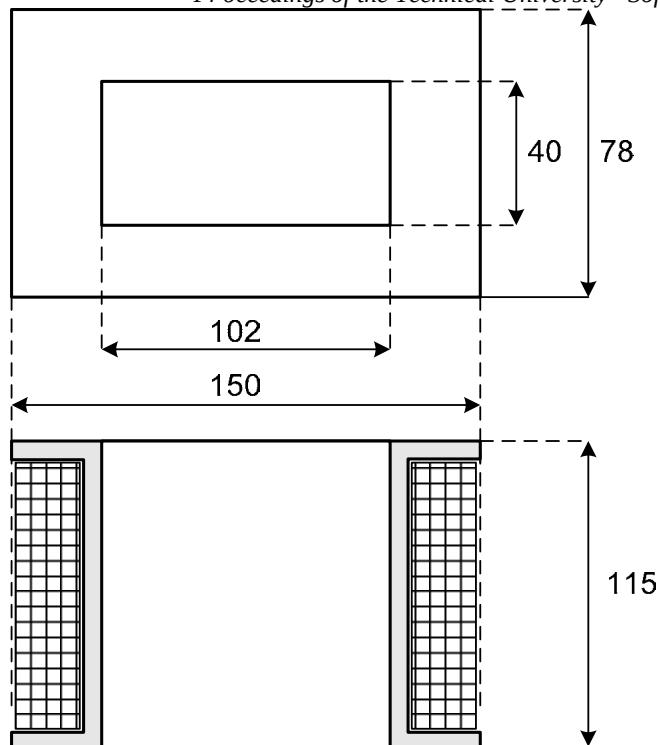
- С реална шинна конфигурация (Фиг.1б) разположена в прозореца на магнитопровода (*Шина +*) и извън него (*Шина -*) на определено разстояние;
- С еталонна бобина, която наподобява токовото разпределение в първия случай;

Многонавивковата бобина е конструирана съгласно препоръките направени в [1]. В този случай разликата в магнитната индукция в зоната на полюса на магнитопровода, където е предвидено да се разположи елемента на Хол, спрямо случая с реални шини, е по-малка от 1%. Намотката е с брой навивки $w = 1000$, използван е меден проводник с диаметър $1,2 \text{ mm}$ и сечение $1,13 \text{ mm}^2$. Тази намотка позволява кратковременно натоварване с ток до 15-16 А, което е достатъчно, за да се проведе еталонирането в лабораторни условия.

Въз основа на това на Фиг.4а е показана схематично конструкцията на бобината, използвана по време на експерименталното еталониране на сензора, а на Фиг. 4б - нейният външен вид.

3. Резултати от еталонирането на сензора.

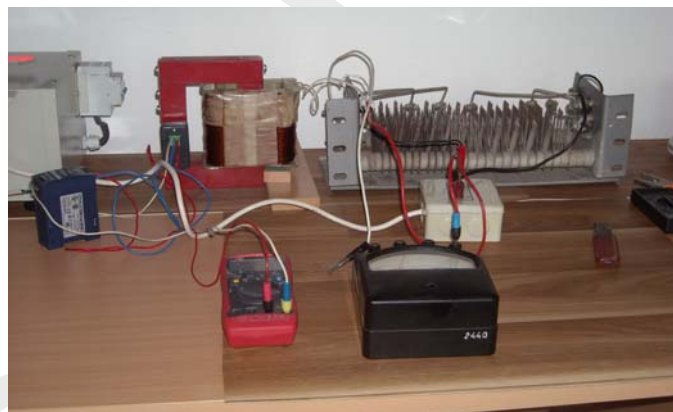
Опитната постановка за еталониране на сензора е показана на Фиг. 5. Захранващият източник осигурява еднофазно изправено напрежение до 220V, което се регулира плавно посредством автотрансформатор. Токът през възбудителната (еталонираща) бобина е измерван посредством амперметър с клас на точност 0,5. Изходното напрежение от преобразувателя на Хол е измервано с цифров мултиметр тип UNI-T/UT60E.



Фиг.4а



Фиг.4б



Фиг.5

Измерваните стойности на тока I са в [A], но в Таблица 1 са посочени в kA, като се има пред вид, че броят на навивките на еталонната бобина е $w = 1000$. В Таблица 1 са представени резултати за еталонната характеристика на сензора при симетрична (средна) позиция на еталонната бобина в прозореца на магнитопровода.

Таблица 1

$I, \text{ kA}$	0	1	2	3	4	5	6	7
$\Delta U_0, \text{ V}$	0.00	0.19	0.37	0.56	0.75	0.94	1.12	1.31
$S_{dif}, \text{ mV/kA}$	0	190	180	190	190	190	180	190

$I, \text{ kA}$	8	9	10	11	12	13	14	15
$\Delta U_0, \text{ V}$	1.49	1.68	1.87	2.04	2.22	2.39	2.54	2.66
$S_{dif}, \text{ mV/kA}$	180	190	190	170	180	170	150	125

Посочените стойности за изходното напрежение $\Delta U_0, \text{ V}$ представляват разликите спрямо нулевата начална стойност 5,00 V на сензора. Те са средно премерена стойност от няколко поредни експериментални резултата. В същата таблица са приведени и данни за диференциалната чувствителност $S_{dif} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$, която е дефинирана като разлика между измерените изходни напрежения между две съседни измерени точки от кривата $U = f(I)$, разделени на токовия нарастък. Тези стойности показват, че чувствителността започва да намалява при токове над 13 kA. Определената средна чувствителност в токовия обхват до 13 kA възлиза на $S = 184 \text{ mV/kA}$, т.е. практически с грешка от около 1% може да се счита, че външната характеристика на сензора в този диапазон е линейна.

Посоченото снижаване на чувствителността в зоната на претоварване на сензора с токове над 13 kA се обяснява с поведението на използвания магнитен материал при индукции над 0,65 T, както и с възможно неточно фиксиране на определените в [1] въздушни междини.

При промяна в позицията на еталониращата намотка в прозореца на магнитопровода еталонната характеристика се променя по начин теоретично обоснован в [1]. В Таблица 2 са показани съответните стойности за две различни крайни положения на бобината:

- **Случай А** – намотката се намира плътно до дясното бедро на магнитопровода;
- **Случай В** – намотката се намира плътно до лявото бедро на магнитопровода (където се намира и площадката и елемента на Хол).

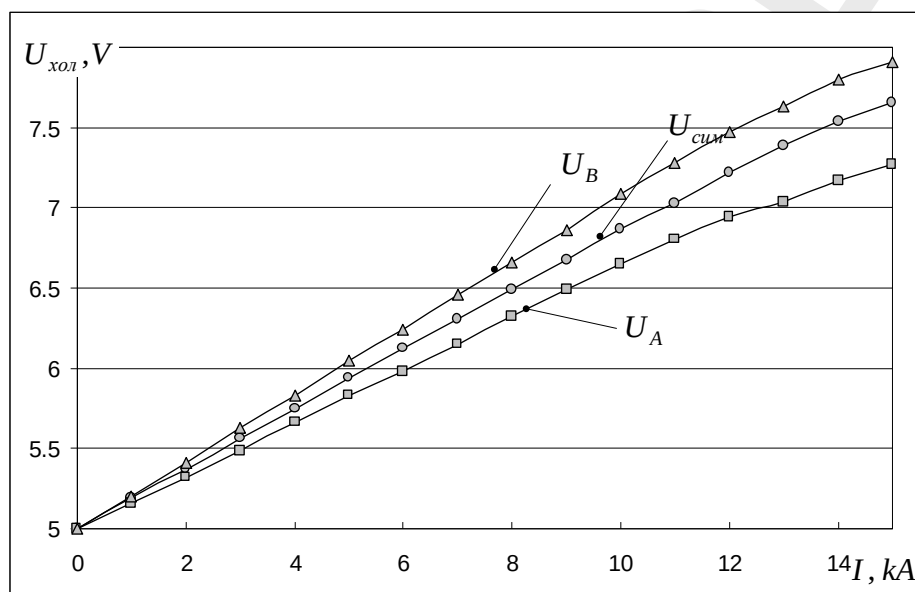
Таблица 2

$I, \text{ kA}$	0	1	2	3	4	5	6	7
$\Delta U_A, \text{ V}$	0.00	0.16	0.32	0.49	0.66	0.83	0.98	1.15
$\Delta U_B, \text{ V}$	0.00	0.20	0.41	0.63	0.83	1.05	1.24	1.46

$I, \text{ kA}$	8	9	10	11	12	13	14	15
$\Delta U_A, \text{ V}$	1.32	1.49	1.65	1.80	1.94	2.04	2.17	2.27
$\Delta U_B, \text{ V}$	1.66	1.86	2.09	2.28	2.47	2.63	2.8	2.91

Тези резултати потвърждават експериментално теоретичната постановка от [1], че са налице възможности за допълнително влияние върху еталонирането на сензора в случай на отместване на обратния проводник (*Шина* –), част от реалната шинна система на токоизправителя. Процентната разлика на измерените отклонения в изходното напрежение при номинален ток 13 кА спрямо симетричният случай достига съответно -14,6% (за случай А) и +10,0% (за случай В).

И трите лабораторно снети еталонни характеристики на сензора са графично представени на Фиг. 5.



Фиг. 5

4. Заключение

4.1 Проектираният и изработен въз основа на проведеното изследване в [1] сензор за постоянен ток 13кА притежава практически линейна външна характеристика, като резултат от проведеното лабораторно еталониране. Неговата средна чувствителност възлиза на $S = 184 \text{ mV / kA}$.

4.2 В зоната на предвиденото претоварване по ток на сензора от +20%, чувствителността се снижава, което се обяснява преди всичко с поведението на използвания магнитен материал при индукции над избраната стойност от 0,6 Т.

4.3 При възникване на ситуация с линейно отместване на обратния проводник (*Шина* – на реалната шинна система на токоизправителя) точността на сензора може да бъде запазена, а външната му характеристика коригирана. Основание за това са получените допълнителни еталонни характеристики представени в Таблица 2. Подходяща позиция на еталониращата намотка на бобината в прозореца следва да се избира като се имат предвид препоръките направени в [1].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Държанова Д., *Сензор за постоянен ток с елемент на Хол, предназначен за промишлена система за електролиза на мед*, Годишник на ТУ-София, том 1, 2013
- [2] Русев Д., В. Митева, *Галваномагнитна техника*, Техника, София, 1974.
- [3] Гергов Л., В. Иванов., З. Гергова, И. Ганев. *Токоизправител 13кА за електролиза с два реактора*, IV Научна конференция ЕФ2012, Созопол, 28 септември-1 октомври 2012, Сборник доклади - том2, стр.54-60
- [4] Чекмарев А., *Датчици тока и напрежения АВВ- от печатной платы до преобразователей – гигантов*, Силовая электроника №3, 2006;
- [5] Векслер М., А. Теплинский, *Шунты переменного тока*, Энергоатомиздат, Ленинград, 1987г.
- [6] Dalessandro L., N. Karrer, J. W. Kolar, *High-Performance Planar Isolated Current Sensor for Power Electronics Applications IEEE transactions on power electronics*, vol. 22, no. 5, september 2007

Автори: Деница Държанова, гл. асистент, д-р – ФА, катедра „Електроизмервателна техника”, email: dpetrova@tu-sofia.bg;

Захаринка Гергова, доц. д-р - Колеж по енергетика и електроника при Технически университет-София, катедра „Електроенергетика и автоматика”, email: zina_gergova@mail.bg