

Разширяване на динамичния обхват на сигналите, предавани по оптичен канал с външен модулатор тип Мах-Зендер

Лидия Т. Йорданова, Валентин И. Топчиев

В статия е представен метод за линеаризиране на модулационната характеристика на електро-оптичните модулатори чрез използване на компенсационна схема, включваща два конвенционални Мах-Зендер модулатори, свързани паралелно по отношение на оптичния и модулиращия RF сигнали. Дефиниран е режимът на работа на модулатора, при който се постига елиминиране на интермодулационните изкривявания от втори ред. Изследвано е влиянието на коефициента на деление на входната оптична мощност, съотношението между дължините на електродите на двата модулатора и оптичния модулационен индекс върху отстоянията на интермодулационните продукти от трети ред. Определени са оптималните параметри на модулатора, при които се осигуряват минимални нива на интермодулационните продукти от трети ред и минимални загуби на оптична мощност. Даден е алгоритъм за определяне на свободния от изкривявания динамичен обхват на разглеждания модулатор и на базата на проведен сравнителен анализ са показани неговите предимства по отношение на конвенционалните Мах-Зендер модулатори.

***Improvement the Dynamic Range of the Signals, Transmitted over the Optical Channel Using an External Mach-Zehnder Modulator (Lidia T. Jordanova, Valentin I. Topchiev).** In this paper a method for the Mach-Zehnder modulator transfer characteristic linearization is presented. This method bases on the application of compensation scheme that includes two conventional Mach-Zehnder modulators switched in parallel according to the input optical power and the RF drive voltage. The modulator working regime is defined so that cancellation of the intermodulation distortion products of second order is achieved. The influence of the optical input power splitting ratio, the electrode length ratio between two co-modulators and the optical modulation index on the carrier-to-composite triple beat ratio is researched. The optimal modulator parameters that guarantee minimum level of composite triple beat products and minimum optical power loss are determined. Finally, an algorithm for defying the spurious free dynamic range and the third-order intermodulation intercept point of the modulator is presented. By making a comparative analysis between this optimized modulator and conventional Mach-Zehnder modulator, the advantages of the considered compensation scheme with two MZ-modulators in parallel are given.*

За подобряване на характеристиките на оптичния канал на широколентови кабелни комуникационни системи (ШККС) в тях се използват оптични предаватели с външен модулатор. Най-подходящ за целта е оптичният интензитетен модулатор тип Мах-Зендер (MZM), но той има сравнително къс линеен участък на модулационната характеристика и може да създаде недопустими нелинейни изкривявания на предаваните сигнали. Тъй като за разглеждания тип системи се изисква отстоянията на интермодулационните продукти от втори (CSO) и трети (CTB) ред по отношение на носещото трептение да са по-големи от 60 dB, нелинейността на конвенционалния MZ-модулатор налага да се работи със сравни-

телно малки амплитуди на модулиращия радиочестотен (RF) сигнал. Това води обаче до намаляване на отношението носещо трептение/шум (CNR) в изхода на абонатните контакти и оттам до влошаване на качеството на приеманата информация.

Разработени са различни методи за линеаризиране на модулационната характеристика на MZ-модулатори, които позволяват да се разшири съществено динамичният обхват на модулиращите RF сигнали при запазване на нелинейните изкривявания в допустимите граници. Някои от тези методи се базират на промени в конструкцията на модулатора, други – на изменение на режима му на работа, а трети – на различни схеми на свързва-

не на няколко конвенционални MZ-модулатора. Най-ефективни са третата група методи, при които чрез подходящо свързване на модулаторите и подбор на техния режим на работа може да се постигне компенсация на нежеланите продукти от нелинейни изкривявания [1].

Целта на тази работа е да се изследват възможностите за разширяване на динамичния обхват на RF сигналите в ШККС чрез използване на компенсационна схема на MZ-модулятор, съставена от два паралелно включени конвенционални MZ-модулатора. Изследването е проведено на базата на математическо моделиране на процесите в модулаторите с едновременно отчитане на тяхната конструкция и режим на работа.

Математически модел на двоен паралелен MZ-модулятор

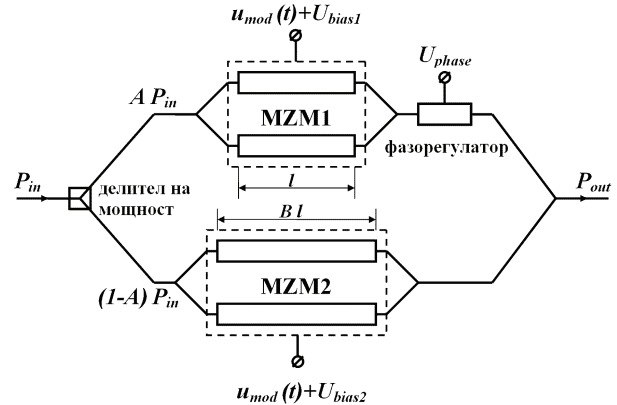
Схемата на двойния паралелен MZ-модулятор, показана на фиг.1, включва основен (MZM1) и компенсиращ (MZM2) модулатор, които са свързани паралелно както по отношение на оптичния, така и на модулиращия RF сигнал. Оптичният сигнал с мощност P_{in} се разделя между MZM1 и MZM2 в отношение $A/(1-A)$, като целта е стойността на A да бъде колкото се може по-близка до единица, за да се минимизират загубите на полезна мощност в модулатора. Компенсиращият модулатор MZM2 има B пъти по-голяма дължина на електродите, т.е. амплитудата на подаденото към него модулиращо напрежение е B пъти по-голяма, поради което той създава по-големи изкривявания на сигнала. Чрез подходящ избор на преднапреженията на двата модулатора U_{bias1} и U_{bias2} се осигурява изместване на работните (квадратурните) им точки на π радиана една спрямо друга, вследствие на което сигналът в изхода на MZM2 се дефазира на π радиана спрямо изходния сигнал на MZM1. По този начин се създават предпоставки продуктите от нелинейни изкривявания в MZM1 да се компенсират от тези, които поражда MZM2. Поддържане на необходимото фазово условие при въздействието на различни дестабилизиращи фактори се осигурява, като в схемата се включи допълнително фазорегулатор, който се управлява чрез напрежението U_{phase} .

Както е известно, работата на конвенционалния MZ-модулятор се описва чрез зависимостта

$$(1) \quad P_{out} = 0,5 P_{in} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi u_{mod}(t)}{U_{\pi}} + \varphi_{bias} \right) \right],$$

където $u_{mod}(t)$ е напрежението на модулиращия RF-сигнал, U_{π} – напрежението, при което изходният сигнал на модулатора се дефазира на π , а φ_{bias} – на-

чалната фаза, установена чрез U_{bias} . За да се елиминират интермодуляционните продукти от втори ред, работната точка на конвенционалния MZ-модулятор трябва да съвпада с квадратурната точка на неговата предавателна характеристика, съответстваща на $\varphi_{bias} = \pi/2$. Това условие се изпълнява и при избора на режима на работа на двойния паралелен MZ-модулятор, където началните фази на двата модулатора са съответно $\varphi_{bias1} = -\pi/2$ и $\varphi_{bias2} = +\pi/2$.



Фиг.1. Двоен паралелен Мах-Зендер модулатор.

Като се има предвид изложеното, предавателната характеристика на двойния паралелен MZ-модулятор може да се представи във вида [2]

$$(2) \quad P_{out} = A \frac{P_{in}}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi u_{mod}(t)}{U_{\pi}} - \frac{\pi}{2} \right) \right] + (1-A) \frac{P_{in}}{2} \left[1 + \cos \left(B \frac{\pi u_{mod}(t)}{U_{\pi}} + \frac{\pi}{2} \right) \right].$$

Ако по оптичния канал се предават N на брой радиочестотни сигнали с еднакви амплитуди U_{mod} и се въведе параметърът модулационен индекс $m = \pi U_{mod} / U_{\pi}$, зависимостта (2) се преобразува в

$$(3) \quad P_{out} = A \frac{P_{in}}{2} \left\{ 1 + \sin \left[m \sum_{i=1}^N \sin(\omega_i t) \right] \right\} - (1-A) \frac{P_{in}}{2} \left\{ 1 + \sin \left[B m \sum_{i=1}^N \sin(\omega_i t) \right] \right\}.$$

За определянето на нивата на спектралните съставки на изходния сигнал на двойния паралелен MZ-модулятор израз (3) се разлага в ред, като за целта се използва зависимостта [3]

$$(4) \quad \sin(x \sin \Theta) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(x) \sin[(2n-1)\Theta]$$

$$\cos(x \sin \Theta) = J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x) \cos 2n\Theta,$$

където $J_n(x)$ е Беселова функция от първи род n -ти ред на променливата x . Анализът показва, че нелинейните изкривявания на разглеждания модулатор зависят основно от нивата на интермодуляционните продукти от трети ред (СТВ) с честоти $\omega_i + \omega_j - \omega_k$ и $\omega_i - \omega_j \pm \omega_k$ [4], за определянето на които е получен следният израз:

$$(5) \quad P_{\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k} = P_{in} \left[A J_1^3(m) J_0^{N-3}(m) - (1-A) J_1^3(Bm) J_0^{N-3}(Bm) \right].$$

Тъй като работните точки на MZM1 и MZM2 съвпадат с квадратурните точки на техните модулационни характеристики, те не пораждаат интермодуляционни продукти от втори ред.

Отстоянието на интермодуляционните продукти от трети ред се определя по формулата

$$(6) \quad \frac{C}{CTB} = \left(\frac{P_{\omega_i}}{P_{\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k}} \right)^2 \frac{1}{N_{CTB}},$$

където P_{ω_i} е нивото на полезния сигнал (носещото трептене), пренасян по i -тия RF канал на ШККС, а N_{CTB} – броят на интермодуляционните продукти от трети ред, попадащи в същия канал. За изчисляване на P_{ω_i} и N_{CTB} са изведени следните изрази:

$$(7) \quad P_{\omega_i} = P_{in} \left[A J_1(m) J_0^{N-1}(m) - (1-A) J_1(Bm) J_0^{N-1}(Bm) \right]$$

$$(8) \quad N_{CTB} = (N-1)^2/4 + (N-i)(i-1)/2 - N/4,$$

където N е означен общият брой на RF каналите.

При изследване на функцията (8) се установява, че нейният максимум съвпада с централния радиочестотен канал и за $N \gg 1$ може да се определи по формулата

$$(9) \quad N_{CTB(max)} = (3N^2 - 8N + 2)/8 \approx 3N^2/8.$$

След като в (6) се заместят изрази (5), (7) и (9), за изчисляване на минималното отстояние на СТВ продукти се получава следната зависимост:

$$(10) \quad \frac{C}{CTB} = \left(\frac{A J_1(m) J_0^{N-1}(m) - (1-A) J_1(Bm) J_0^{N-1}(Bm)}{A J_1(m)^3 J_0^{N-3}(m) - (1-A) J_1(Bm)^3 J_0^{N-3}(Bm)} \right)^2 \frac{3N^2}{8}.$$

С помощта на (10) могат да бъдат оптимизирани коефициентите A и B , така че параметърът C/CTB да се поддържа над зададена минимално допустима стойност в целия работен радиочестотен обхват на ШККС.

Оптимизиране на параметрите на модулатора

За да се определят оптималните стойности на коефициентите A и B , е необходимо да се знае освен минимално допустимата стойност на параме-

търа C/CTB (за ШККС тя е 60 dB) и границите на изменение на модулационния индекс m . Индексът може да се определи с достатъчна за инженерната практика точност по формулата [5]

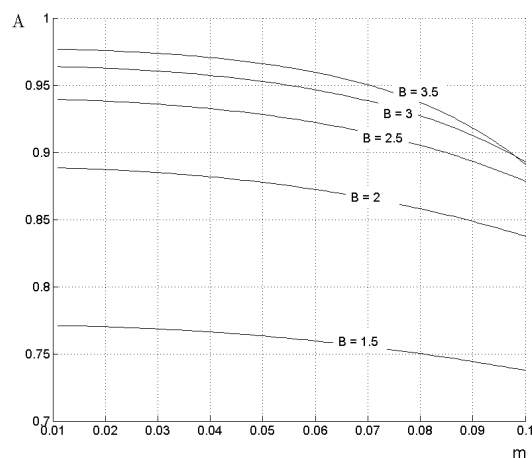
$$(11) \quad \frac{C}{CTB} = \sqrt{2\pi} \frac{1+3m^2N}{m^3(N/2)^{3/2}} \exp(1/m^2N).$$

Анализът показва, че в зависимост от броя на пренасяните RF канали допустимите стойности на параметъра m , при които $C/CTB \geq 60$ dB, варират в границите от 0,05 (при $N=36$) до 0,03 (при $N=110$).

Ако се изследва функцията (10) в указания интервал на изменение на модулационния индекс m за фиксирана стойност на коефициента B , се установява, че тя има няколко максимума. За получаване на зависимостта на оптималния коефициент на деление на оптичната мощност A от параметрите m и B се приема, че двойният паралелен MZ-модулатор е идеален, т.е. в него се постига пълно компенсиране на продуктите от нелинейни изкривявания на основния модулатор MZM1 от тези на компенсиращия модулатор MZM2. При това условие знаменателят в израз (10) се нулира и за коефициента A може да се запише:

$$(12) \quad A = \frac{J_1(Bm)^3 J_0(Bm)^{N-3}}{J_1(m)^3 J_0(m)^{N-3} + J_1(Bm)^3 J_0(Bm)^{N-3}}.$$

На фиг.2 са дадени зависимости на коефициента на деление на оптичната мощност от големината на m за пет стойности на параметъра B .

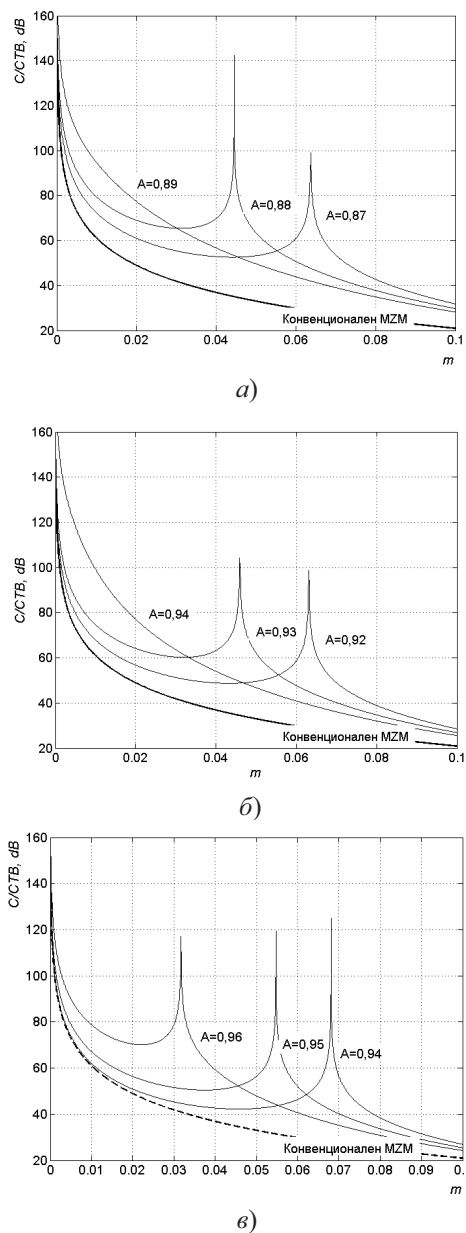


Фиг.2. Зависимости за определяне на оптималния коефициент A по зададени стойности на B и m .

Очевидно е, че колкото по-голям е коефициентът B , толкова по-малки са загубите на полезна мощност в модулатора, но това е съпроводено с увеличаване на неговите размери, което налага при избора на B да се подхожда компромисно. От полу-

чените резултати може да се направи изводът, че в допустимия интервал на изменение на m (от 0,03 до 0,05) оптималната стойност на коефициента A клони към 0,77 (при $B = 1,5$); 0,88 (при $B = 2$); 0,93 (при $B = 2,5$); 0,96 (при $B = 3$) и 0,97 (при $B = 3,5$).

За провеждане на симулационното изследване на двойния паралелен MZ-модулятор е използвана зависимост (10), а получените резултати за три различни стойности на B са показани на фиг.3.



Фиг.3. Зависимости на C/CTB от модулационния индекс и коефициента A за $B = 2$ (а), $B = 2,5$ (б) и $B = 3$ (в).

Както се вижда от фиг. 3а, когато $B = 2$, най-голямо отстояние на интермодуляционните продукти от трети ред се осигурява при $A = 0,88$ и $m = 0,047$. Следващите две фигури показват, че за $B = 2,5$ оптималната стойност на коефициента A и на модула-

ционния индекс m са съответно 0,93 и 0,044, а за $B = 3$ е необходимо да се избере $A = 0,96$ и $m = 0,04$.

За сравнение на същите фигури е дадена и зависимостта на C/CTB от m за конвенционален MZ-модулятор. Очевидно е, че за него отстоянието на интермодуляционните продукти от трети ред е по-голямо от 60 dB, когато се работи със стойности на модулационния индекс, по-малки от 0,01.

Динамичен обхват на модулиращия RF сигнал

Долната граница на модулиращия RF сигнал се ограничава от шумовата мощност на входа на оптичния канал, а горната му граница – от допустимите нелинейни изкривявания. При проектирането на ШККС се използва т.нар. динамичен обхват без изкривявания ($SFDR$), чиято горна граница се дефинира чрез нивото на модулиращия RF сигнал, при което мощността на създадените от модулятора СТВ продукти се изравняват с шумовата мощност. За определяне на $SFDR$ в dB може да се използва изразът [6]

$$(13) \quad SFDR = 2/3(IIP3 - EIN - 10 \log B),$$

където $IIP3$ е проекцията на пресечната точка от трети ред ($IIP3$) върху абсцисната ос в dBm, EIN – еквивалентният шум на оптичния канал в единица честотна лента в dB/Hz, а B – широчината на честотната лента на RF канала в Hz.

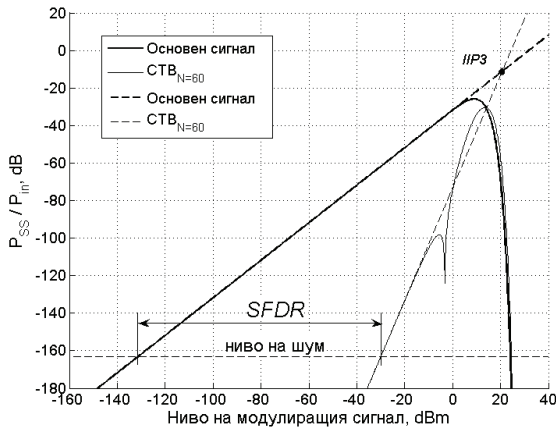
Параметърът $IIP3$ съответства на мощността на модулиращия RF сигнал и е свързан с модулационния индекс за точката на пресичане от трети ред m_{IIP3} със зависимостта

$$(14) \quad IIP3 = 20 \lg(m_{IIP3}) + 10 \lg \left(\frac{U_{\pi}^2}{Z_{DPMZM}} \right) + 20,07,$$

където с Z_{DPMZM} е означен характеристичният импеданс на модулятора. Стойността на Z_{DPMZM} зависи от характеристичния импеданс Z_{MZM} на използваните в схемата конвенционални MZ-модулатори и съотношението B между дължините на техните електроди. Например при $Z_{MZM} = 50 \Omega$ и ако се избере $B = 2,5$, $Z_{DPMZM} = 14,3 \Omega$.

За да се получи пресечната точка от трети ред, е необходимо да се построят зависимостите на мощността на полезния сигнал ($P_{\omega i}$) и на СТВ продукти (P_{CTB}), попаднали в i -тия канал, от нивото на модулиращия RF сигнал, респ. модулационния индекс m . Първата зависимост се описва с израз (7), а втората се получава след умножаване на израз (5) с параметъра $(N_{CTB})^{0,5}$, отчитащ обстоятелството, че СТВ продуктите в i -тия канал не се сумират синфазно. Получените резултати

за централния канал при пренос на 60 RF канала и използване на лазерен диод с $RIN = -165$ dB/Hz са показани на фиг.4 с плътна линия.



Фиг.4. Динамичен обхват на сигналите за двоен паралелен MZ-модулятор.

При малки стойности на модулационния индекс m изразите (5) и (7) могат да бъдат опростени, като за целта се използва известната апроксимация на беселовите функции $J_n(m) \approx (m/2)^n / (n!)$. В резултат на това за изчисляване на нивото на полезния сигнал в централния канал и на сумарната мощност на интермодулационните продукти, попаднали в същия канал, се получават следните уравнения:

$$(15) \quad P_{\omega_i} = P_{in} \left(\frac{m}{2} \right) [A - (1-A)B]$$

$$(16) \quad P_{CTB} = P_{in} \left(\frac{m}{2} \right)^3 [A - (1-A)B^3] N \sqrt{3/8}.$$

След представяне на тези изрази в логаритмичен вид се получават двете прави линии, показани на фиг. 4 с пунктир. Те се отнасят за случая, когато $N = 60$, $A = 0,93$ и $B = 2,5$.

Апроксимиращите функции (15) и (16) позволяват да се изчисли лесно стойността на параметъра $m_{ИПЗ}$, а чрез него и динамичният обхват без изкривявания на модулацията RF сигнал. След приравняване на двата изрази за изчисляване на търсения параметър се получава формулата

$$(17) \quad m_{ИПЗ} = 2,56 \sqrt{\frac{A - (1-A)B}{N[A - (1-A)B^3]}}.$$

Заклучение

На базата на синтезирания математически модел на двоен паралелен MZ-модулятор е определен работният режим, при който се постига максимално потискане на нежеланите продукти от нелинейни изкривявания. Работните точки на двата изграждащи го MZ-модулатори са фиксирани в квадратурните

точки, съответно в $-\pi/2$ и $\pi/2$, с което са елиминирани интермодулационните изкривявания от втори ред. Оптимизирани са коефициентът на деление на входната оптична мощност и съотношението между дължините на електродите на двата модулятора, при което отстоянието на полезния сигнал от интермодулационните продукти е повишено с повече от 25 dB спрямо това на конвенционалния MZ-модулятор. За избраните стойности $A = 0,93$ и $B = 2,5$ максималната стойност на индекса на оптична модулация, при който се гарантира $C/CTB > 60$ dB при предаване на 60 RF канала е 4,4 %, докато при конвенционалния той не превишава 1 %. По отношение на динамичния обхват след прилагане на компенсационния метод той се разширява с 4,9 dB.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Cummings, U. Linearized and high frequency electrooptic modulators. PhD Thesis, California Institute of Technology, Pasadena, April 2005.
- [2] Abuelma'Atti, M. Large Signal Analysis of Dual Parallel Mach-Zehnder Modulator. Proc. Natl. Sci. Council. ROC(A), vol. 22, No. 6, 1998. pp. 800-804.
- [3] Watson, G. Theory of Bessel functions. Cambridge University Press, 1992.
- [4] <http://www.matrixtest.com/Literat/MTN108.htm>, Some Notes on Composite Second and Third Order Intermodulation Distortions, October, 2005.
- [5] Добрев, Д., Л. Йорданова. Намалвяване на нелинейните изкривявания в оптичния канал на широколентов кабелна комуникационна система. Електроника и електротехника, 9-10, 2005, стр.18-23.
- [6] Йорданова, Л., О. Панагиев. Ограничаване на динамичния обхват на сигналите в широколентови кабелни мрежи вследствие на нелинейни изкривявания в лазерния диод. Електротехника и електроника, 3-4, 2007, стр. 35-39.

Доц. д-р инж. Лидия Йорданова е завършила ТУ-София, специалност „Радиотехника“. Преподавател е в ТУ-София, факултет по „Комуникационна техника и технологии“. Ръководител на Центъра по широколентови комуникации и кабелна телевизия на ТУ-София. Научните ѝ интереси са в областта на широколентовите радиокомуникационни системи и конструирането на комуникационна апаратура.

e-mail: jordanova@tu-sofia.bg

Инж. Валентин Топчиев е завършил НВУ „Васил Левски“ факултет „Авиационен“, специалност „Радиоелектронно оборудване на летателни апарати“. Настоящем е редовен докторант към факултета по „Комуникационна техника и технологии“ на ТУ-София. Научните му интереси са в областта на оптичните кабелни комуникационни системи – изследване на влиянието на шумове и нелинейни изкривявания върху работата на оптичния канал.

тел.: +359 889 21 83 77

e-mail: vtsc@mail.bg

Постъпила на: 29.10.2007 г.