

Нелинейни изкривявания на сигналите в широколентова кабелна комуникационна система при използване на конвенционален Мах-Зендер модулатор

Лидия Т. Йорданова, Валентин И. Топчиев

В тази статия са дадени резултати от изследване на нелинейните изкривявания на сигналите в широколентова кабелна комуникационна система, предизвикани от конвенционален Мах-Зендер модулатор. Изведени са изрази за определяне на нивата на интермодуляционните продукти от втори и трети ред в зависимост от амплитудата на модулиращия радиочестотен сигнал. Анализирани са влиянието на различните продукти от нелинейни изкривявания в модулатора и е представено тяхното разпределение в регламентирания за такъв тип системи радиочестотен обхват. Дадени са формули за изчисляване на отстоянията на интермодуляционните продукти, попадащи в отделните радиочестотни канали, спрямо нивото на пренасяните по тях полезни сигнали. Дефинирани са условията, при които се постига елиминиране на интермодуляционните продукти от втори ред и е обоснована необходимостта от включване в схемата на модулатора на верига за автоматично компенсиране на температурния дрейф на работната му точка. Проведени са симулационни изследвания за изясняване на зависимостта на нелинейните изкривявания в модулатора от приложеното преднапрежение и нивото на радиочестотния сигнал.

Nonlinear Distortions of the Signals in Broadband Cable Communication Systems Using Conventional Mach-Zehnder Modulator (Lidia T. Jordanova, Valentin I. Topchiev). The results of the research of the nonlinear distortions of the signals in a broadband cable communication system, caused by a conventional Mach-Zehnder modulator are presented in this paper. The expressions for determining the levels of the intermodulation products of second and third order, depending on the RF modulation signal amplitude are obtained. It is analyzed the influence of the basic nonlinear distortion terms created by the presented modulator scheme and it is presented their distribution at the standard frequency range for CATV applications. There are obtained formulas for calculating absents of the intermodulation products fallen in each radiofrequency channel, in relation to the magnitude of the transmitted RF signals. The conditions of intermodulation second order products cancellation are defined and it is reviewed the need of including a circuit for automatic compensation of the temperature variation of its working point. On the base of the attained mathematical models are made simulation researches in order to clarify the dependence of the modulator nonlinear distortion products power on the magnitude of the applied bias voltage and the level of the radiofrequency modulating signal.

За пренасяне на радиочестотните (RF) сигнали по оптичния канал на една широколентова кабелна комуникационна система (ШККС) може да се използва както директна модулация на лазера, така и външен модулатор. Оптичните канали с директна модулация на лазера са с понижени качествени показатели. Причините за това са паразитната честотна модулация в лазера, нелинейността и малка-

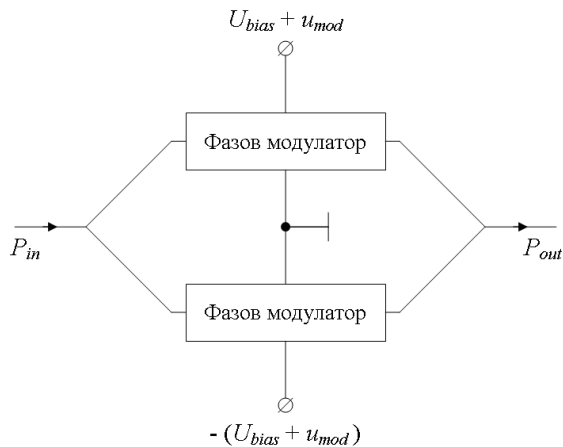
та стръмност на неговата характеристика на преобразуване на електрическия в оптичен сигнал, релаксационните ограничения на лазера и др. Изброените недостатъци на оптичните предаватели с директна модулация на лазера могат да се избегнат чрез използване на лазер, работещ с постоянен възбуждащ ток, в изхода на който се включва външен модулатор.

В ШККС са се наложили оптичните амплитудни модулатори, реализирани чрез интерферометър на Мах-Зендер, наречени за краткост MZ-модулатори. Тъй като модулационната характеристика на конвенционалния MZ-модулятор се описва с \cos^2 -функция, тя има сравнително къс линеен участък. Поради това се създават условия за появата на недопустими нелинейни изкривявания на сигналите, предавани по оптичен канал на системата. За да се осигури зададено минимално отстояние на съставните интермодулационни продукти от втори и трети ред спрямо полезния сигнал, е необходимо да се ограничи динамичният обхват на модулиращия радиочестотен сигнал. В разглеждания тип системи се изисква отстоянието на продуктите от нелинейни изкривявания в изхода на абонатния контакт да е по-голямо от 60dB.

Целта на тази работа е да се изследват възможностите за осигуряване на зададени характеристики на оптичния канал на ШККС при използване на конвенционален MZ-модулятор.

Предавателна характеристика на модулятора

Принципът на изграждане на конвенционалния MZ-модулятор е илюстриран на фиг.1. Постъпващият от лазера оптичен сигнал с мощност P_{in} се разделя поравно между двата фазови модулятора, към електродите на които се подават едновременно преднапрежението U_{bias} и модулиращият радиочестотен (RF) сигнал $u_{mod}(t)$. Под действие на $u_{mod}(t)$ се променя ъгълът на дефазирание $\Delta\varphi$ на сигналите, преминаващи през фазовите модулатори, а от там и нивото на изходния сигнал на MZ-модулатора P_{out} .



Фиг.1. Конвенционален MZ-модулятор.

Предавателната характеристика на конвенционалния MZ-модулятор се описва със следната зависимост [1]-[3]

$$(1) \quad P_{out} = P_{in} \cos^2(\Delta j/2) = 0,5 P_{in} \left[1 + \cos(\Delta j) \right] = 0,5 P_{in} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi u_{mod}(t)}{U_{\pi}} + j_{bias} \right) \right],$$

където U_{π} е напрежението, при което изходният сигнал на модулятора се дефазира на π , а φ_{bias} – началната фаза, установена чрез U_{bias} . Очевидно е, че при $\Delta\varphi = 0$ коефициентът на предаване на модулятора е единица, а при $\Delta\varphi = \pi$ – нула.

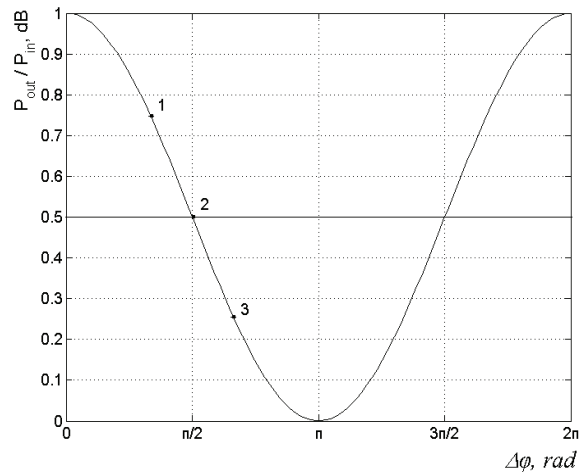
Параметърът U_{π} се определя по формулата

$$(2) \quad U_{\pi} = \frac{\lambda}{2 n^3 r} \times \frac{d}{l},$$

където λ е оптичната дължина на вълната във вакуум, n и r са съответно коефициентът на пречупване и електрооптичният коефициент на използвания оптичен материал (LiNbO_3 или LiTaO_3), а l и d – дължината и разстоянието между електродите. Началната фаза φ_{bias} зависи както от големината на приложеното преднапрежение U_{bias} , така и от технологичната грешка $\delta = n_1 l_1 - n_2 l_2$, отчитаща отклонението на параметрите на фазовите модулатори в двете рамена на интерферометъра. За определяне на φ_{bias} може да се използва изразът [3]

$$(3) \quad \varphi_{bias} = \pi U_{bias} / U_{\pi} + 2\pi\delta/\lambda.$$

На фиг.2 е показана предавателната характеристика на конвенционален MZ-модулятор.



Фиг.2 Предавателна характеристика на конвенционален MZ-модулятор.

В идеалния случай, т.е. при $\delta \rightarrow 0$, работната точка на модулатора съвпада с квадратурната точка 2 на предавателната му характеристика, за която $\varphi_{bias} = \pi/2$. Тогава необходимото преднапрежение е $U_{bias} = U_{\pi}/2$ и може да се изчисли лесно с помощта на израз (2). На същата фигура с 1-3 е означен линейният участък на предавателната характеристика. Очевидно е, че той е сравнително къс и при голяма амплитуда на модулиращия сигнал могат да се създадат интермодуляционните продукти с недопустимо високи нива.

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 (1) придобива вида

$$(4) \quad P_{out} = 0,5 P_{in} \left[1 + \cos \left(m \sum_{i=1}^N \sin \omega_i t + \varphi_{bias} \right) \right].$$

След като се приложи тригонометричното преобразование

$$(5) \quad \cos(x + y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y,$$

предавателната характеристика на конвенционалния MZ-модулатор се представя по следния начин:

$$(6) \quad P_{out} = 0,5 P_{in} \left\{ 1 + \cos \left[m \sum_{i=1}^N \sin(\omega_i t) \right] \cos \varphi_{bias} - \sin \left[m \sum_{i=1}^N \sin(\omega_i t) \right] \sin \varphi_{bias} \right\}.$$

Спектрален анализ на изходния сигнал на модулатора

Нивата на спектралните съставки на изходния сигнал на конвенционалния MZ-модулатор могат да бъдат определени чрез разлагане на (6) в ред с използване на зависимостите [4]

$$(7) \quad \begin{aligned} \sin(x \sin \Theta) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(x) \sin[(2n-1)\Theta] \\ \cos(x \sin \Theta) &= J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x) \cos 2n\Theta, \end{aligned}$$

където $J_n(x)$ е Беселова функция от първи род n -ти ред на променливата x . При отчитане само на интермодуляционните съставки с преобладаващо влияние върху нелинейните изкривявания на полезния сигнал, са получени следните резултати:

- за основната съставка (първи хармоник) на изходния сигнал с честота ω_i

$$(8) \quad \begin{aligned} P_{\omega_i} &= P_{in} J_1(m_i) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq i}}^N J_0(m_n) \sin \varphi_{bias} = \\ &= P_{in} J_1(m) J_0^{N-1}(m) \sin \varphi_{bias} \end{aligned}$$

- за комбинационните съставки от втори ред с честоти $\omega_i \pm \omega_j$

$$(9) \quad \begin{aligned} P_{\omega_i \pm \omega_j} &= P_{in} \prod_{n=i,j} J_1(m_n) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq i,j}}^N J_0(m_n) \cos \varphi_{bias} = \\ &= P_{in} J_1^2(m) J_0^{N-2}(m) \cos \varphi_{bias} \end{aligned}$$

- за комбинационните съставки от трети ред с честоти $2\omega_i \pm \omega_j$

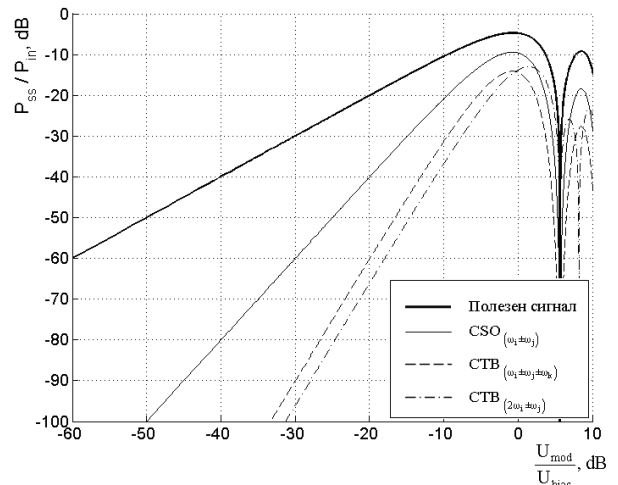
$$(10) \quad \begin{aligned} P_{2\omega_i \pm \omega_j} &= P_{in} J_2(m_i) J_1(m_j) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq i,j}}^N J_0(m_n) \sin \varphi_{bias} = \\ &= P_{in} J_2(m) J_1(m) J_0^{N-2}(m) \sin \varphi_{bias} \end{aligned}$$

- за комбинационните съставки от трети ред с честоти $\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$

$$(11) \quad \begin{aligned} P_{\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k} &= P_{in} \prod_{n=i,j,k} J_1(m_n) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq i,j,k}}^N J_0(m_k) \sin \varphi_{bias} = \\ &= P_{in} J_1^3(m) J_0^{N-3}(m) \sin \varphi_{bias}, \end{aligned}$$

където i, j и k са цели числа, съответстващи на номерата на пренасяните RF канали.

На фиг.3 са показани зависимостите на нивата на разглежданите спектрални съставки на изходния сигнал на модулатора (те са означени с обоб-



Фиг.3 Изменение на нивата на полезния сигнал и на CSO и CTB продукти при увеличаване на U_{mod} .

щения символ P_{SS}) от амплитудата на модулиращия сигнал. Те се отнасят за случая, когато на входа на модулатора се подават само три RF носещи трептения с честоти ω_i , ω_j и ω_k .

Лесно може да се докаже, че стръмността на представените зависимости, отнасящи се за полезния сигнал и за интермодуляционните продукти от втори (CSO) и трети (CTB) ред, се променя в отношение 1:2:3. Ако амплитудата на модулиращия сигнал съставлява например 3% от приложеното преднапрежение, т.е. отношението U_{mod}/U_{bias} , изразено в децибели е около -30dB , от фиг.3 лесно може да се види, че отстоянието на интермодуляционните продукти по отношение на полезния сигнал е по-голямо от -30dB (за CSO) и -60dB (за CTB). В действителност тези отстояния могат да бъдат значително по-малки, тъй като в честотната лента на всеки RF-канал попадат множество комбинационни продукти, чиито мощности се сумират.

Честотно разпределение на продуктите от нелинейни изкривявания

Анализът показва, че определящи за нелинейните изкривявания на сигналите в разглеждания тип системи са интермодуляционните продукти от втори и трети ред със следните честоти: $\omega_i + \omega_j$, $\omega_i - \omega_j$, $\omega_i + \omega_j - \omega_k$, $\omega_i - \omega_j + \omega_k$ и $\omega_i - \omega_j - \omega_k$ ($\omega_i < \omega_j < \omega_k$). Останалите продукти с комбинационни честоти $2\omega_i$, $3\omega_i$, $2\omega_i \pm \omega_j$ и $\omega_i + \omega_j + \omega_k$ се пренебрегват, тъй като тяхното честотно изместване спрямо носещите трептения на RF каналите е такова, че те се оказват извън лентата на следене на веригата за фазово автоматично поддържане на честотата или нивата им са пренебрежимо малки.

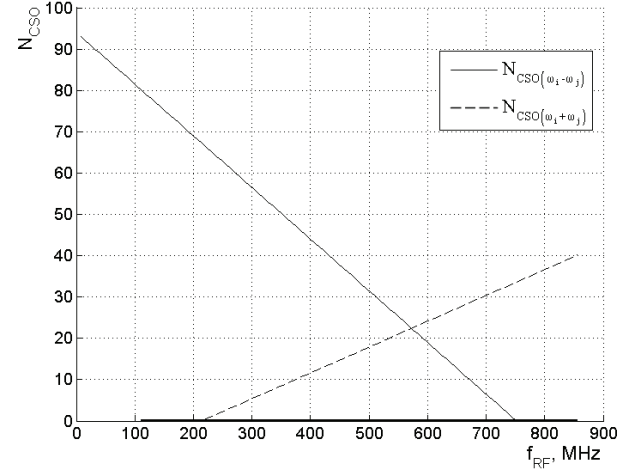
Броят на интермодуляционните продукти от втори ред, попадащи в даден RF канал, може да се определи по формулите [5]

$$(12) \quad \begin{aligned} N_{CSO(\omega_i - \omega_j)} &= (N-1) \left(1 - \frac{f - \Delta f}{f_H - f_L} \right) \\ N_{CSO(\omega_i + \omega_j)} &= (N-1) \frac{f - 2f_L + \Delta f}{2(f_H - f_L)}, \end{aligned}$$

където f , f_L и f_H са честотите на носещите трептения съответно на разглеждания, най-нискочестотния и най-високочестотния RF канал, Δf – каналното отстояние, N – броят на пренасяните RF канали.

На фиг.4 е показано честотното разпределение на CSO продукти, което е получено при следните изходни данни: $f_L = 111\text{ MHz}$, $f_H = 855\text{ MHz}$, $\Delta f = 8\text{ MHz}$ и $N = [(f_H - f_L)/\Delta f + 1] = 94$. Очевидно

е, че броят на CSO продуктите нараства в двата края на работния радиочестотен обхват, като за най-нискочестотните канали скоростта на това нарастване е два пъти по-голяма. Важно е да се отбележи, че с намаляване на броя на предаваните RF-канални намалява и броят на генерираните интермодуляционни продукти.

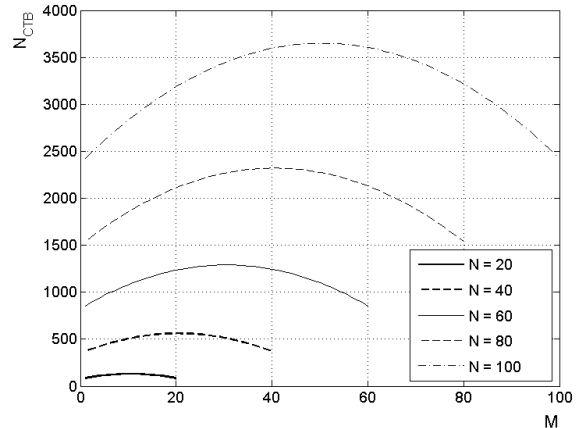


Фиг.4. Разпределение на N_{CSO} в работната честотна лента на правия канал на ШККС.

За изчисляване на броя на интермодуляционните продукти от трети ред с честоти $\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$ е използвана следната зависимост:

$$(13) \quad N_{CTB} = \frac{(N-1)^2}{4} + \frac{(N-M)(M-1)}{2} - \frac{N}{4},$$

където с M е означен номерът на изследвания RF-канал. Честотното разпределение на тези продукти в ШККС с различен брой на пренасяните RF канали N е показано на фиг.5.



Фиг.5. Брой на CTB продукти, попадащи в единичен RF канал, за N -канална ШККС.

След приравняване на нула на първата производна на функцията $N_{CTB}(M)$ се доказва, че нейният максимум е при $M = (N+1)/2$. Или с други думи в централния радиочестотен канал попадат най-голям брой CTB продукти, като за тяхното определяне е изведен изразът

$$(14) \quad N_{CTB(\max)} = \frac{3N^2 - 8N + 2}{8},$$

Когато $N \gg 1$ зависимостта (14) може да се апроксимира с израза $N_{CTB(\max)} \approx 3N^2/8$.

Отстояния на CSO и CTB продукти по отношение на полезния сигнал

При определяне на съотношението на нивата на полезния сигнал и на CSO и CTB продукти в даден RF канал трябва да се има предвид следното. В ШККС се прилага фазово автоматично подържане на честотата на RF носещите трептения, поради което интермодуляционните съставки с честоти $\omega_i \pm \omega_j$, $\omega_i + \omega_j - \omega_k$ и $\omega_i - \omega_j \pm \omega_k$ попадат точно върху носещите трептения. Затова при определяне на отстоянията на продуктите от нелинейни изкривявания на сигналите в модулатора е необходимо да се отчита тяхното сумарно ниво. Важно е да се отбележи, че фазите на CSO и CTB продукти са случайни величини, което налага да се сумират техните средноквадратични мощности.

Отстоянието на интермодуляционните продукти от втори (CSO/C) и трети (CTB/C) ред се дефинира като отношение на сумата от средноквадратичните стойности на мощността на нелинейните съставки, попадащи в разглеждания RF канал и квадрата на мощността на основния сигнал, т.е.

$$(15) \quad \frac{CSO}{C} = \frac{(P_{in} J_1^2(m) J_0^{N-2}(m) \cos \varphi_{bias})^2}{(P_{in} J_1(m) J_0^{N-1}(m) \sin \varphi_{bias})^2} N_{CSO} = \left(\frac{J_1(m)}{J_0(m)} \right)^2 N_{CSO} \operatorname{ctg}^2(\varphi_{bias}),$$

$$(16) \quad \frac{CTB}{C} = \frac{(P_{in} J_1^3(m) J_0^{N-3}(m) \sin \varphi_{bias})^2}{(P_{in} J_1(m) J_0^{N-1}(m) \sin \varphi_{bias})^2} N_{CTB} = \left(\frac{J_1(m)}{J_0(m)} \right)^4 N_{CTB}.$$

Ако се използва известната апроксимация на беселовите функции $J_n(m) \approx (m/2)^n/n!$, от която следва че $J_0(m) \approx 1$ и $J_1(m) \approx m/2$, разглежданите

параметри могат да се представят в следния подобен за инженерни изчисления вид:

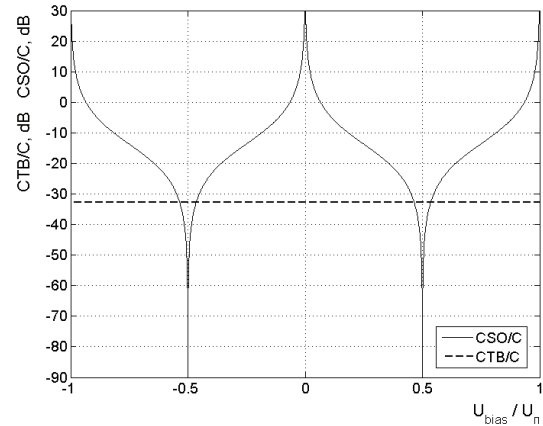
$$(17) \quad \frac{CSO}{C} [\text{dB}] = 20 \lg m + 10 \lg(N_{CSO}) + 20 \lg(\operatorname{ctg} \varphi_{bias}) - 6$$

$$(18) \quad \frac{CTB}{C} [\text{dB}] = 40 \lg m + 10 \lg(N_{CTB}) - 12,$$

където за определяне на N_{CSO} и N_{CTB} се използват изрази (12) и (13).

Резултати от симулационни изследвания на модулатора

На фиг.6 са показани зависимостите на параметрите CSO/C и CTB/C от големината на приложеното преднапрежение, получени за $m = 0,05$. Очевидно е, че при $U_{bias} = \pm 0,5U_n$ ($\varphi_{bias} = \pi/2$) конвенционалният MZ-модулятор не създава интермодуляционни изкривявания от втори ред. Всяко отклонение на работната точка на модулатора от квадратурната точка на неговата предавателната характеристика води до рязко нарастване на нивата на CSO продуктите.



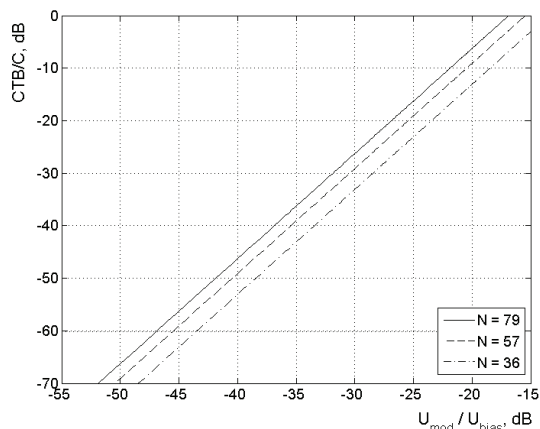
Фиг.6. Влияние на преднапрежението върху големината на интермодуляционните изкривявания.

Затова е наложително в схемата на модулатора да се използва верига за автоматично компенсиране на дрейфа на работната точка вследствие на технологични отклонения или въздействие на различни дестабилизиращи фактори, например паразитна честотна модулация на лазера, изменение на температурата и др. Нивата на интермодуляционните продукти от трети ред не се влияят от големината на U_{bias} .

За да се осигури регламентираната за ШККС стойност на параметъра C/CTB (> 60 dB) при зададен брой на пренасяните в нея RF канали N , е не-

обходимо да се ограничи динамичният обхват на модулиращия сигнал.

На фиг.7 са показани зависимости на CTB/C от нивото на модулиращия сигнал, представено в относителни единици (U_{mod}/U_{bias}), при различен брой на пренасяните RF канали. Те се отнасят за централния канал на използвания RF обхват, където броят на CTB продукти е максимален и са получени с помощта на изрази (14) и (18).



Фиг.7. Определяне на максимално допустимото ниво на радиочестотния сигнал.

Резултатите от направеното изследване показват, че за избягването на недопустими изкривявания на сигналите в ШККС е необходимо максималното ниво на RF сигнала, подаден на входа на конвенционалния MZ-модулятор, да е с 43,5dB (при $N = 36$), 45,5dB (при $N = 57$) или 47dB (при $N = 79$) по-ниско от приложеното преднапрежение.

Заклучение

На базата на представените в тази работа математически модели на конвенционален MZ-модулятор са разработени програмни продукти, предназначени за симулационно изследване на параметрите на оптичния канал на ШККС при изменение на динамичния обхват на RF сигнала, броя на предаваните канали и работния режим на модулятора. Те дават възможност да се изведат критерии за допустимото изменение както на оптичната дължина на вълната вследствие на паразитна честотна мо-

дулация или пренастройка на лазера, така и на температурата, което е особено важно за правилното проектиране на компенсиращите вериги. Освен това тези модели могат да бъдат използвани за изследване на характеристиките на по-сложни модулаторни схеми, чиято основна клетка е конвенционалният MZ-модулятор.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Kolner, Br., D. Dolfi. Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator. Applied Optics, Vol.26, No.17, September 1987.
- [2] Abuelma'Atti M. Large signal analysis of Mach-Zehnder modulator with variable bias. Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A), vol. 25, No. 4, 2001. pp. 254-258.
- [3] Dubovitsky, S., W. Steier, S. Yegnanarayanan, B. Jalali. Analysis and improvement of Mach-Zehnder modulator linearity performance for chirped and tunable optical carriers. Journal of Lightwave Technology, Vol.20, No.5, May 2002.
- [4] Watson, G. Theory of Bessel functions. Cambridge University Press, 1922.
- [5] <http://www.matrixtest.com/literat/mtn108.pdf>. Some notes on composite second and third order intermodulation distortion.

Доц. д-р инж. Лидия Йорданова е завършила ТУ-София, специалност „Радиотехника“. Преподавател е в ТУ-София, факултет „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“ Понастоящем 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: 12.07.2007г.