

ПРОСТОРОВА РОЗДІЛЬНА ЗДАТНІСТЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВИПРОМІНЮВАННЯ-СИГНАЛ З ДИСКРЕТНОЮ СТРУКТУРОЮ

© Грицьків З.Д., 2005

Запропоновано підхід до оцінки просторової роздільної здатності телевізійних перетворювачів випромінювання-сигнал з дискретною структурою чутливої поверхні, що ґрунтується на обчисленні функції передавання модуляції за дискретними відліками сигналу, одержуваними від чутливих елементів перетворювача. Наведено кількісні дані. Пропонований підхід підвищує коректність оцінки просторової роздільної здатності.

An approach to spatial resolution estimation of television radiation-to-signal converters with discrete structure is proposed in the paper. The approach is based on modulation transfer function computation with discrete samples of signal usage that are formed by sensitive elements of converter. Quantitative data are shown. Proposed approach enhances the correctness of spatial resolution estimation.

Вступ

В останні десятиріччя у телевізійних системах як мовного, так і прикладного типів на зміну електронно-променевим перетворювачам випромінювання-сигнал (відикон та його різновиди, супер-ортикон, дисектор тощо) прийшли твердотільні напівпровідникові прилади. Їх переваги, що полягають у значно менших габаритах та масі, меншій споживаній потужності, високій чутливості, широкому спектральному діапазоні, є загально відомими. На відміну від електронно-променевих приладів, для яких характерною є безперервність формування відеосигналу у межах телевізійного рядка, твердотільні прилади з дискретною структурою первинно формують відеосигнал у вигляді дискретних відліків, які відповідають чутливим коміркам перетворювальної поверхні. Сигнал телевізійного кадру в цілому можна розглядати як матрицю відліків, що створює передумови для безпосереднього оцифрування відліків з метою застосування методів і засобів цифрової обробки зображень.

Найживанішими є перетворювачі випромінювання-сигнал (ПВС) на основі приладів з зарядовим зв'язком (CCD), однак останнім часом істотно покращано параметри приладів на основі структур "метал-окис-напівпровідник" (CMOS), технологія виготовлення яких є простішою і добре відпрацьованою і яким не властиві недоліки, пов'язані з послідовним проходженням зарядів через комірку. Як відомо, наявність бракованої комірки у приладі з зарядовим зв'язком унеможлиблює проходження сигналу від усіх розташованих перед нею у порядку сканування комірок. Сучасні прилади обох типів за основними параметрами перевищують можливості електронно-променевих приладів, і є всі підстави вважати, що останні невдовзі будуть повністю витіснені напівпровідниковими приладами. Як приклад ПВС з зарядовим зв'язком, вкажемо на ПВС фірми Kodak, який має 1660x1200 пікселів з розмірами комірки 7,4 мкм і дає можливість формувати сигнал, що відповідає 12 бітам за частоти кадрів від 10 до 48 за секунду. Фірма FillFactory пропонує CMOS-перетворювач типу IBIS4-6600, який містить 2208x3000 комірок розміром 3,5 мкм і формує 10-бітовий сигнал. Якщо обмежитися розміром зображення 368x500 пікселів, то можна забезпечити частоту 126 кадрів за секунду. Зазначимо, що спектральна чутливість приладу охоплює діапазон 400–1000 нм, тобто можливе формування сигналу не тільки у світловому піддіапазоні, але й у ближній інфрачервоній зоні.

До найважливіших параметрів ПВС входять: просторова роздільна здатність (ПРЗ), якою, як відомо, визначаються чіткість та різкість телевізійного зображення; точність отримуваних результатів у телевізійних вимірювальних системах. Властивості ПВС неперервного типу щодо ПРЗ досліджені широко і давно (див.: наприклад, [1]). Дискретність структури ПВС накладає певні особливості на оцінку їх ПРЗ, яка також досліджувалася. Прикладом може бути робота [2], яка висвітлює особливості систем з механічним переміщенням зображення відносно лінійки дискретного ПВС. За орієнтованої оцінки ПРЗ дискретних ПВС часом пропонують вважати, що для розділеного формування сигналу від чорно-білої пари елементів передаваного зображення на цю пару елементів повинні припадати дві комірки (піксели) перетворювача [3]. Така оцінка є дуже наближеною і за певних умов не підтверджується, зокрема, система може повністю втрачати роздільну здатність.

У [4] нами був запропонований докладніший підхід до оцінки ПРЗ ПВС через гістограму формованого сигналу та через визначення за допомогою гістограми сигналу його спектра з виділенням основної гармоніки, яка відповідає просторовій частоті гармонійного розподілу освітленості на чутливій поверхні ПВС. Ця робота є розвитком і конкретизацією матеріалу, викладеного в [4]. Аналіз обмежено врахуванням геометричних співвідношень, вплив інших чинників, таких як шумові явища чи процес розтікання заряду, не враховуються.

1. Досліджувана модель

Спрощена модель ПВС у вигляді лінійки чутливих елементів (комірок, пікселів) показана на рис. 1, а. Чутливі елементи подані як такі, що мають розмір $a \times a$ і розділені між собою проміжками ka . З метою підвищення чутливості перетворювачів намагаються забезпечити $k \ll 1$, тобто можна прийняти $k = 0$.

У загальному випадку чутливий елемент може мати чутливість S як функцію координат: $S = S(x', y')$ (рис. 1, б). Однак, беручи до уваги, що $a \ll X$, де X – ширина передаваного зображення, можемо вважати $S = const$. З іншого боку, за необхідності можна врахувати, що чутливі елементи лінійки мають різну чутливість, тобто $S_n = f(x) = f(na')$, де $n = 1, \dots, N$ – порядковий номер елемента у лінійці, $a' = a(1+k)$ – крок елементів. У такому випадку матимемо справу з квазівипадковим шумом, породженим неоднаковістю чутливості елементів.

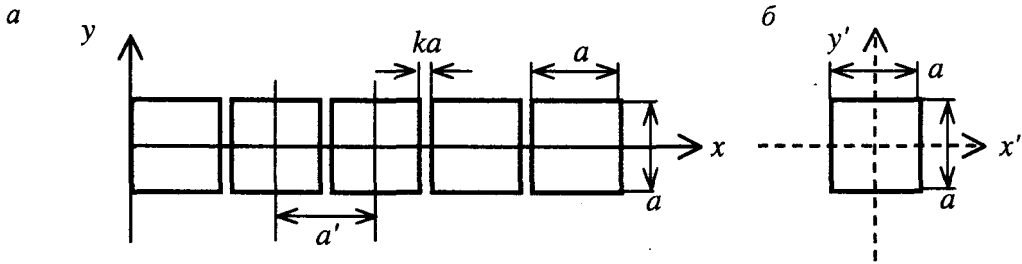


Рис. 1. Модель лінійки чутливих елементів

Сигнал, який створюється елементарною поверхнею елемента

$$du = SE(x', y') dx' dy',$$

тобто сигнал, створюваний елементом

$$u = S \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-a/2}^{a/2} E(x', y') dx' dy', \quad (1)$$

де E – освітленість.

2. Функція передавання модуляції

Як відомо, типовим підходом до визначення ПРЗ є попередня побудова функції передавання модуляції $T(q)$, де q – просторова частота гармонійного розподілу освітленості $E(x)$ уздовж

рядка телевізійної розгортки. Задавшись з тих чи інших міркувань мінімально допустимим значенням T , за функцією передавання модуляції знаходять відповідне значення q , яке вважають просторовою роздільною здатністю. Функція $T(q)$ є відношенням коефіцієнта глибини модуляції отриманого сигналу M_c до коефіцієнта глибини модуляції освітленості M_0 . Розподіл освітленості

$$E(x) = E_0 + E_m \sin\left(2\pi \frac{x}{\Delta}\right),$$

де E_0 – середня освітленість; E_m – амплітуда освітленості; Δ – просторовий період освітленості.

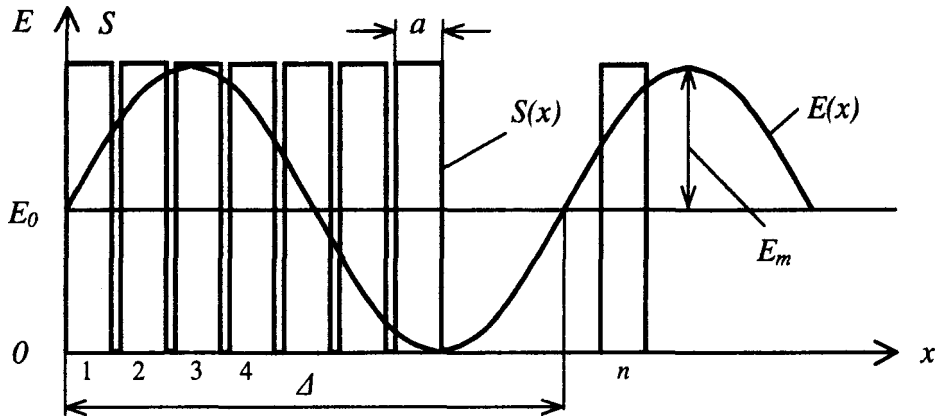


Рис. 2. Розподіл освітленості на поверхні чутливих елементів

З використанням (1) для сигналу, який створюється чутливим елементом з номером n , одержуємо такий вираз:

$$u_n = S \int_{-a/2}^{a/2} dy \int_{(n-1)a}^{na} \left[E_0 + E_m \sin\left(2\pi \frac{x}{\Delta}\right) \right] dx =$$

$$= Sa^2 E_0 \left\{ 1 - \frac{1}{2\pi q} [\cos(2\pi n q) - \cos(2\pi(n-1)q)] \right\},$$
(2)

в якому $q = a/\Delta$ є відносною просторовою частотою.

Очевидно, що обчислені в такий спосіб відліки сигналу не збігаються за значеннями з відліками, які мали б описувати гармонійну зміну сигналу за його часової дискретизації δ -функцією і відтак давали б за умови виконання вимоги теореми Котельникова–Найквіста можливість точно відтворювати гармонійний сигнал. Це свідчить про те, що відтворена через відліки гармоніка сигналу, що відповідає просторовому періоду Δ , матиме інше значення, тобто коефіцієнт глибини модуляції сигналу відрізнятиметься від коефіцієнта глибини модуляції освітленості.

Цей висновок підтверджується числовим обчисленням функції передавання модуляції, алгоритм якого полягає у наступному. Просторовий період освітленості Δ розбивався на ціле число проміжків a . За виразом (2) визначалися значення відліків для кожного проміжку a , загальна кількість яких в такий спосіб дорівнювала $\Delta/a = 1/q = N$. З використанням процедури розкладу сигналу у ряд Фур'є визначалися його стала складова u_0 та перша гармоніка u_1 :

$$u_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_n; \quad u_1 = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N (u_n \cos(2\pi q n))^2 + \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N (u_n \sin(2\pi q n))^2}.$$

Далі визначався коефіцієнт глибини модуляції сигналу як $M_c = u_1/u_0$. Оскільки коефіцієнт глибини модуляції освітленості $M_0 = E_m/E_0 = 1$, то шукане значення $T(q) = M_c/M_0 = M_c$. Обчислення виконано для $N = 20; 10; 5; 4; 3; 2$. Результати обчислень показані на рис. 3.

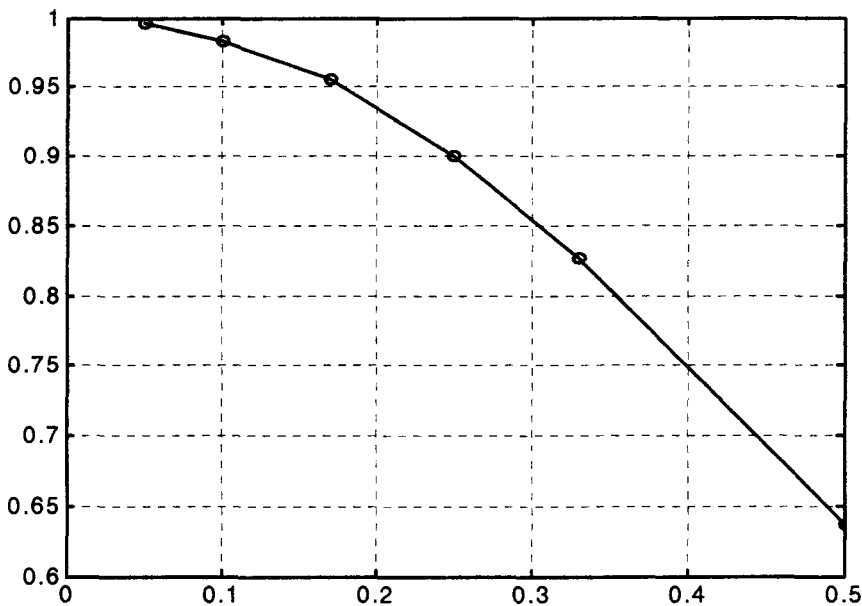


Рис. 3. Функція передавання модуляції

З цього рисунка бачимо, що за відносної просторової частоти $q = 0,05$, коли у період освітленості Δ вкладається 20 чутливих елементів, коефіцієнт передавання модуляції практично дорівнює 1. Під час виконання згадані у Вступі умови укладання у періоді освітленості двох чутливих елементів коефіцієнт передавання модуляції зменшується приблизно до 0,6. Якщо задатися значенням $T = 0,6$, то відносну просторову здатність можна оцінити як $q = 0,5$.

Однак цей висновок стосується лише того випадку, коли розташування функції розподілу освітленості по відношенню до чутливих елементів відповідає рис. 2, а саме: лівий край елемента 1 збігається з нульовим значенням змінної складової функції освітленості. Очевидно, що таке взаємне розташування розподілу освітленості та елементів лінійки є скоріше випадковим, ніж гарантованим.

3. Урахування фазового чинника

З метою числової оцінки впливу взаємного просторового зміщення функцій освітленості $E(x)$ та чутливості $S(x)$ вираз (2) було подано у вигляді

$$u_n = Sa^2 E_0 \left\{ 1 - \frac{1}{2\pi q} [\cos(2\pi n q - F) - \cos(2\pi(n-1)q - F)] \right\},$$

де фазовому зсувові F функції розподілу освітленості по відношенню до початку координат надавалися значення $0; 0,1\pi; 0,2\pi; 0,3\pi; 0,4\pi; 0,5\pi$, а просторовій частоті – значення $q = 1/N$, де $N = 2; 3; 4; 5; 10; 20$. Для кожної просторової частоти обчислювалася низка значень коефіцієнта модуляції

$$M = \frac{\max(u) - \min(u)}{\max(u) + \min(u)},$$

що відповідають фазовим зсувам F . Результати обчислень показані на рис. 4, з якого бачимо, що за низької відносної просторової частоти ($q = 1/20$, лінія 1) коефіцієнт модуляції близький до 1 і практично не залежить від значення F . Із збільшенням відносної просторової частоти залежність $M = f(F)$ ускладнюється і за частоти $q = 1/3$ (крива 5) та фазового зсуву 90° ($F/\pi = 0,5$) значення коефіцієнта модуляції падає приблизно до 0,5. Випадок $q = 1/2$ (крива 6), як і слід було очікувати, є критичним з точки зору роздільної здатності, оскільки коефіцієнт модуляції за $F = 90^\circ$ дорівнює нулеві.

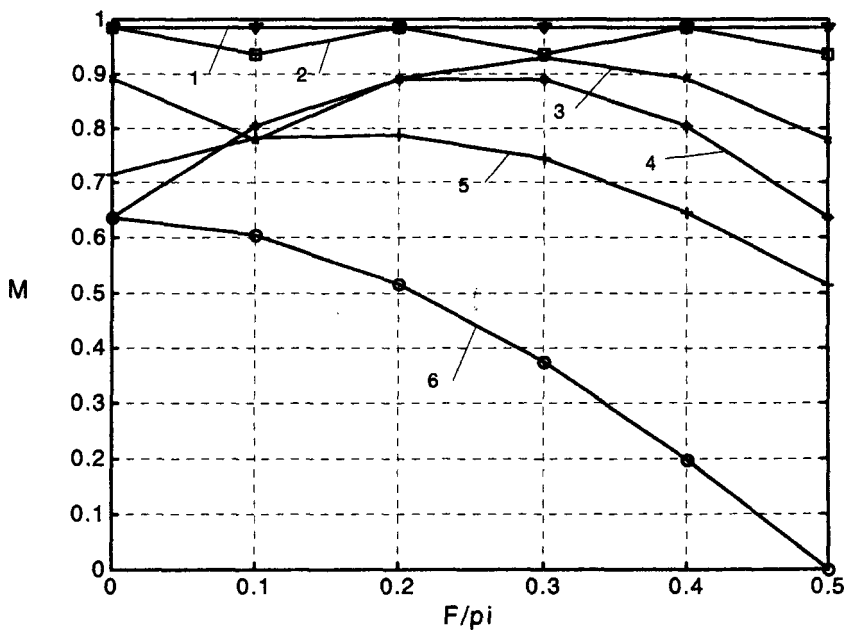


Рис. 4. Залежність коефіцієнта модуляції від фазового зсуву:
 1 – $q=1/20$; 2 – $q=1/10$; 3 – $q=1/5$; 4 – $q=1/4$; 5 – $q=1/3$; 6 – $q=1/2$

На рис. 5 показано результати моделювання випадку $q = 1/2$ для використаних у розрахунках значень F поданням оптичної густини елементів через обчислені значення сигналу u_n . Моделювання дає змогу візуально оцінити, як змінюється можливість просторового розділення сусідніх пікселів зображення, якби вони відтворювалися без використання згладжувального фільтра низьких частот. Рисунок добре ілюструє повну втрату просторового розділення при $F = \pi/2$.

На завершення зазначимо, що дискретність структури ПВС накладає особливості і на перехідну характеристику. Як відомо з [1], у приладах неперервної структури під час формування сигналу від різкого чорно-білого перепаду освітленості у сигналі з'являється перехідна зона, тривалість якої відповідає розмірові елемента сканування. Це явище не залежить від місця розташування перепаду по відношенню до меж сканування. За наявності дискретної структури, у випадку, коли перепад збігається з краєм чутливого елемента, перехідна зона є відсутня. Коли ж такого збігу немає, "чорна" і "біла" зони у сигналі виявляються розділеними "сірою" зоною, тривалість якої відповідає розмірові чутливого елемента, а інтенсивність залежить від місця розташування перепаду по відношенню до країв чутливого елемента. Звичайно, за наявності згладжувального фільтра різкі стрибки сигналу у зонах "біле"-"чорне", "біле"-"сіре" будуть відсутні.

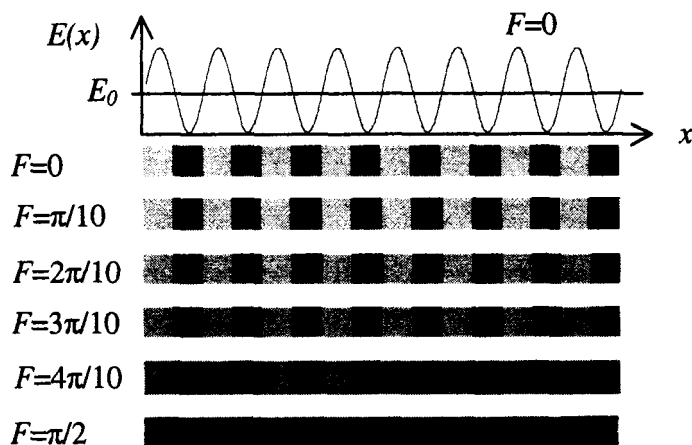


Рис. 5. До впливу фазового зсуву на ПРЗ

Висновки

У роботі розглянуто особливості формування сигналу зображення під час використання дискретних перетворювачів випромінювання-сигнал, типовими прикладами яких є все ширше вживані у телевізійних пристроях різного призначення матриці на приладах з зарядовим зв'язком та на приладах структури “комплементарні метал-окис-напівпровідник”. Аналіз зосереджено на просторовій роздільній здатності з урахуванням виключно геометричного аспекта. Запропоновано метод визначення функції передавання модуляції через обчислення спектральних складових формованого дискретного сигналу, проілюстровано вплив на роздільну здатність фазового зсуву між функціями освітленості та чутливості лінійки чутливих елементів перетворювача. Наведені числові дані можуть бути використані під час проектування телевізійних пристроїв на основі дискретних перетворювачів випромінювання-сигнал.

1. Рыфтин Я.А. Телевизионная система. – М., 1967. 2. Фридман А.Н., Яковлев С.Б. Модуляционные характеристики однострочных ТВ систем на приборах с зарядовой связью // Техника кино и телевидения. – 1980. – № 3. – С. 49–52. 3. How to get the optimal resolution from your CCD camera // Advanced Imaging. – 2002 – № 11. – P. 43. 4. Hrytskiv Zenon. In reference to problem of spatial resolution of radiation-to-signal converters with discrete structure // Proc. of VIth Int. Conference TCSET2004. – Lviv, Ukraine, February 23–28. – 2004. – P. 515–516.

УДК 621.373.5

В.О. Дзензерський, С.В. Плаксін, І.І. Соколовський

Інститут транспортних систем і технологій НАН України “Трансмаг”

ЕНЕРГОМІЦНІ ПРИЙМАЧІ ДЛЯ РАДІОХВИЛЬОВОЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ МАГНІТОЛЕВІТУЮЧИМИ ТРАНСПОРТНИМИ ЗАСОБАМИ

© Дзензерський В.О., Плаксін С.В., Соколовський І.І., 2005

Описано приймально-підсилювальний пристрій НВЧ-діапазону, розроблений для використання як вузол радіохвильової інформаційно-управляючої системи магнітолевітуючого транспортного засобу.

Description of receiving-amplifying device of UHF-range developed for use as a block radio wave of informative-controlling system for magnetolevitative vehicle is brought over.

Під час розробки інформаційно-управляючої системи радіохвильового типу в структурі магнітолевітуючих транспортних засобів [1; 2] важливим компонентом є високочутливий приймач надвисоких частот (НВЧ) із специфічними вимогами. Використовування традиційних приймачів цього діапазону із застосуванням напівпровідникових структур з р-п-переходами (супергетеродинних) в таких системах утруднено насамперед через те, що сильні електромагнітні поля, створювані енергосиловими установками транспортного засобу [3], є джерелом могутніх перешкоджувальних сигналів, які можуть призвести до перевантаження вхідних ланцюгів приймача. Тобто для вказаних цілей необхідні енергоміцні селективні приймачі, бажано з великим коефіцієнтом підсилення.

Апріорі вказані вимоги взмозі задовольнити приймально-підсилювальні пристрої на об'ємних (без р-п-переходів) напівпровідникових діодах з диференціальним негативним опором в сильних електричних полях, що проявляють ефект міждолинного переносу електронів (МЕП-діодах) [4]. Добре вивченою особливістю функціонування таких напівпровідникових структур є можливість роботи їх в режимі генеруючих перетворювачів (автодинний режим), коли за певних умов вказані перетворювачі можуть виконувати роль джерела висококогерентного НВЧ-випромінювання, підси-