

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-

ловача НВЧ-сигналів, перетворювача частоти і підсилювача сигналів на частотах, що є різницею між частотою вхідного сигналу і частотою сигналу, що генерується самим МЕР-діодом, тобто на проміжних частотах [4; 5].

На рис. 1 показана структурна схема високочутливого НВЧ-приймача автодинного типу на МЕР-діодах, в якому значний коефіцієнт підсилення досягається за рахунок використання ефектів модуляції-демодуляції НВЧ-сигналу, при цьому амплітудно-частотна модуляція випромінювання МЕР-діода здійснюється сигналом проміжної частоти (ПЧ).

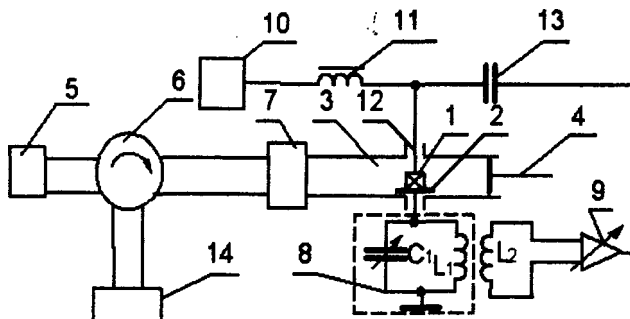


Рис. 1. Структурна схема приймача

МЕР-діод 1, пов'язаний з радіальним резонатором 2, розміщується у відрізьку прямокутного хвилеводу 3 з короткозамикаючим поршнем 4, який використовується для оптимізації режиму генерації і узгодження діода з вхідним сигналом. Вхідний сигнал від джерела 5 через тривходовий циркулятор 6 і смуговий фільтр 7 поступає на МЕР-діод, де за рахунок нелінійності останнього змішується з сигналом, що генерується діодом. Сигнал, що є результатом змішання (сигналом різницевої частоти), виділяється на контурі ПЧ 8 (L_1C_1), до якого підключено підсилювач ПЧ 9 через котушку зв'язку L_2 , індуктивно пов'язану з котушкою L_1 . Джерело живлення 10 підключено до МЕР-діода через дросель 11 і фільтр нижніх частот 12 з частотою відсічення вище за значення ПЧ. Напряга з підсилювача ПЧ 9 через роздільну ємність 13 поступає на МЕР-діод через ввід напруги живлення. Вихідний НВЧ сигнал поступає в навантаження 14.

Оскільки частота вхідного сигналу ω_c і частота сигналу ω_r , що генерується МЕР-діодом, пов'язані співвідношенням $\omega_r \pm \Omega = \omega_c$, де Ω – проміжна частота, на яку настроєні контур 8 і підсилювач 9, то за рахунок модуляції МЕР-діода напругою частоти Ω в спектрі випромінювання діода міститиметься складова, яка за амплітудою значно перевищує вхідний сигнал від джерела 5. Для симетричної зони генерації МЕР-діода (залежність рівня вихідної потужності від напруги живлення) під час подачі на діод напруги проміжної частоти $U_{ПЧ} \cdot \cos \Omega t$ потужність сигналу, що генерується, змінюватиметься за законом [6]:

$$P(t, m) = \frac{P_0(1 - M \cos 2\Omega t)}{1 + M}, \quad (1)$$

де $M = M(U_{ПЧ}) = \Delta P_m / P_0$ – коефіцієнт амплітудної модуляції за потужністю; P_0 – максимальне значення потужності; ΔP_m – відхилення потужності від середнього рівня до максимального; $U_{ПЧ}$ – амплітуда модулюючої напруги.

Амплітуда сигналу, що генерується, визначається як

$$E(t, M) = \gamma \sqrt{P(t, M)} = E_{0r} \sqrt{\frac{1 - M \cos 2\Omega t}{1 + M}} \approx \frac{E_{0r}}{\sqrt{1 + M}} [a_0(M) + a_1(M) \cos 2\Omega t], \quad (2)$$

де $E_{0r} = \gamma \sqrt{P_0}$ – амплітуда сигналу через відсутність модуляції; γ^2 – коефіцієнт пропорційності між потужністю і квадратом напруженості поля в резонаторі, що використовується; $a_0(M)$, $a_1(M)$ – коефіцієнти розкладання в ряд Фур'є функції $\sqrt{1 - M \cos 2\Omega t}$.

Водночас відбувається також і частотна модуляція. Для випадку лінійної модуляції генерується сигнал

$$e_{\Gamma}(t, M) = \frac{E_{0\Gamma}}{\sqrt{1+M}} [a_0(M) + a_1(M) \cos 2\Omega t] \sin(\omega_{\Gamma} t - m \sin \Omega t), \quad (3)$$

де $m = m(U_{ПЧ}) = \frac{\Delta\omega_{\Gamma}}{\Omega}$ – індекс частотної модуляції; $|\Delta\omega_{\Gamma}| = S_0 U_{ПЧ}$; S_0 – крутизна електронного настроювання.

Використовуючи відомі співвідношення з теорії функцій Бесселя [7]

$$\begin{aligned} \sin(x \sin \Theta) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(x) \sin(2n+1)\Theta; \\ \cos(x \sin \Theta) &= J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x) \cos 2n\Theta, \end{aligned} \quad (4)$$

для спектра випромінювання МЕР-діода, одержимо вираз

$$\begin{aligned} e_{\Gamma}(t, M) &= \frac{E_{0\Gamma}}{\sqrt{1+M}} \{ [a_0(M)J_0(m) + a_1(M)J_2(m)] \sin \omega_{\Gamma} t \pm \\ &\left\{ a_0(M)J_1(m) - \frac{a_1(M)}{2} [J_1(m) - J_3(m)] \right\} \sin(\omega_{\Gamma} \pm \Omega)t + \\ &\left\{ a_0(M)J_2(m) + \frac{a_1(M)}{2} [J_0(m) + J_4(m)] \right\} \sin(\omega_{\Gamma} \pm 2\Omega)t \}. \end{aligned} \quad (5)$$

Отже, спектр випромінювання за вказаного типу модуляції складається з несучої частоти ω_{Γ} ($n=0$) з амплітудою $E_{0\Gamma}J_0$ і бічних частот $\omega_{\Gamma} \pm n\Omega$ з амплітудами

$$E_{0\Gamma}J_1(m), E_{0\Gamma}J_2(m), \dots, E_{0\Gamma}J_n(m),$$

де $J_0(m), J_1(m), J_2(m), J_3(m), J_4(m)$ – функції Бесселя 0, 1, 2, 3, 4-го порядку від аргументу m . Коефіцієнтом підсилення пристрою є відношення напруги на першій бічній частоті модуляційного спектра, що дорівнює частоті вхідного сигналу, до сигналу на вході за коефіцієнта передачі смугового фільтра β на цій частоті:

$$K_y = \beta E_{0\Gamma} \frac{\left\{ a_0(M)J_1(m) - \frac{a_1(M)}{2} [J_1(m) - J_3(m)] \right\}}{\sqrt{1+M}}. \quad (6)$$

Коефіцієнт передачі МЕР-діода в режимі генеруючого перетворювача, що дорівнює відношенню потужності на проміжній частоті до потужності надвисокочастотного вхідного сигналу, може бути визначений як співвідношення провідностей МЕР-діода за постійним струмом g_0 , за першою гармонікою g_1 , за проміжною частотою $g_{ПЧ}$ і провідностями навантажень за проміжною $g_{НПЧ}$ і за НВЧ-частотами g_H :

$$K_{ПЧ} = \frac{P_{ПЧ}}{P_c} = \frac{4g_H g_{НПЧ}}{(g_{ПЧ} + g_{НПЧ})^2} \cdot \frac{g_1}{(g_0 + g_H)}. \quad (7)$$

Відповідно напруга $U_{ПЧ} = \frac{2e_{\Gamma} g_H g_1}{(g_{ПЧ} + g_{НПЧ})(g_0 + g_H)} \cdot K_{УПЧ}$ з виходу підсилювача проміжної частоти з коефіцієнтом підсилення $K_{УПЧ}$, яка в нехтуванні витрат на роздільній ємності 10 (рис. 1), буде подана на МЕР-діод.

Звідси ясно, що амплітуда першої гармоніки в бічній смузі, тобто амплітуда вихідного сигналу є функцією напруги живлення і амплітуд сигналу, що генерується, і сигналу проміжної частоти. Найвними регулюваннями елементів схеми, напруги джерела живлення МЕР-діода, коефіцієнта підсилення підсилювача ПЧ можна домогтися оптимального розподілу потужності складових в спектрі перетвореного сигналу з метою отримання максимального коефіцієнта підсилення приймача.

Із заміряних модуляційних характеристик діодів А, Б, В типу 3А703 Б (рис. 2, а і б) легко відібрати діоди з характеристиками типу А – з симетричною щодо оптимального значення напруги живлення залежністю вихідної потужності від напруги. За напруги на діоді, що складається з постійної напруги (8,5 В для діодів типу 3А703 Б, що використовуються) і напруги проміжної частоти $U_{ПЧ} \cos \Omega t$, здійснюється модуляція частоти і потужності МЕР-діода (рис. 2, в і г).

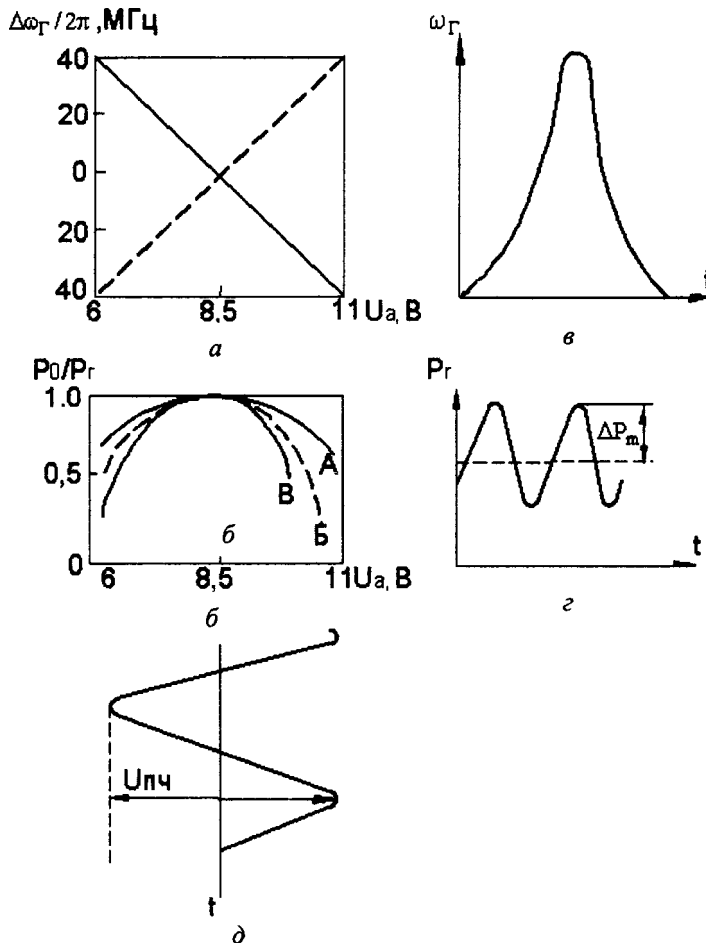


Рис. 2. Модуляційна (а) (б) і часова залежність зміни частоти (в) і потужності (г) генерації діода при накладенні на постійну напругу живлення напруги ПЧ (д)

Як бачимо з рис. 2, б, із знятої залежності $P_{\Gamma} = f(U_a)$ (криві А, Б і В) крива А найбільш близька до залежності, що використовується в теоретичній моделі, тобто до симетричної зони генерації.

Скориставшись обчисленими значеннями провідності діодів в межах моделі доменів, що формуються для діодів із значенням творення концентрації носіїв на довжину активної області $n_0 L = 2 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ [4] при $\Omega = 10 \text{ МГц}$ і $m = 8$, одержимо розрахункову залежність коефіцієнта підсилення за напругою від рівня вхідного сигналу при трьох значеннях коефіцієнта амплітудної модуляції за потужністю 0,05; 0,2; 0,3 (рис. 3).

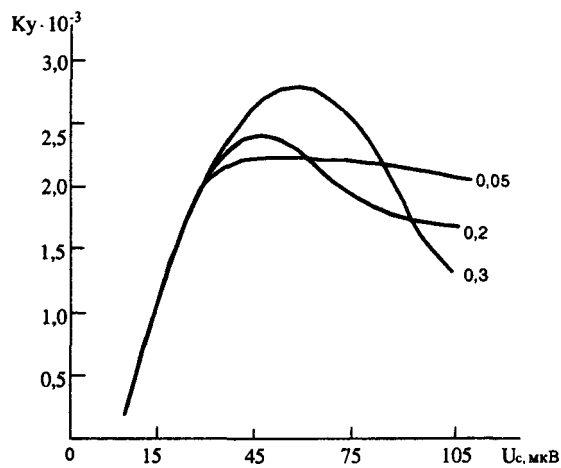


Рис. 3. Розрахункова залежність коефіцієнта підсилення за напругою від рівня вхідного сигналу для трьох значень коефіцієнта амплітудної модуляції

Для діода 3А703 Б з вибраною залежністю $\Delta\omega_{\Gamma} = f(U_a)$ і $P_{\Gamma} = f(U_a)$ (як на рис. 2 крива А), на частоті 9,4 ГГц при смузі підсилювача 9 проміжної частоти 5 МГц і коефіцієнті передачі смугового фільтра 0,9 експериментально була одержана типова залежність коефіцієнта підсилення від рівня вхідного сигналу (рис. 4).

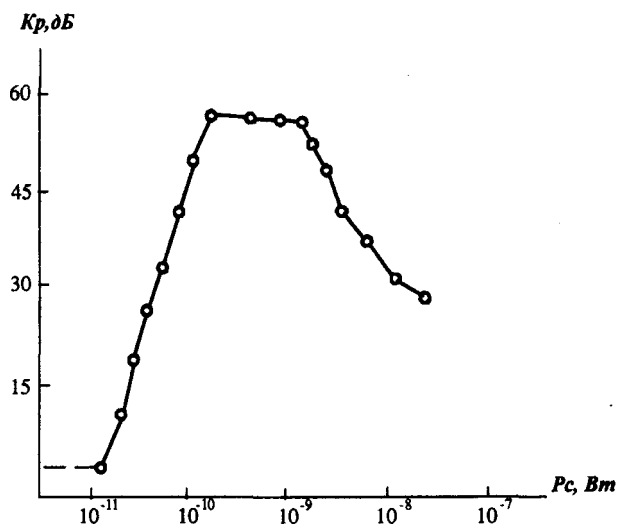


Рис. 4. Експериментальна залежність коефіцієнта підсилення від рівня вхідного сигналу при смузі підсилення проміжної частоти 5 МГц

Одержані для цього приймально-підсилювального пристрою значення коефіцієнта підсилення і граничної чутливості істотно перевищують значення цих параметрів, що досягаються, як для стабільних, так і для регенеративних підсилювачів на МЕР-діодах [4]. Пристрій характеризується чутливістю, близькою до чутливості супергетеродинних приймачів, з вихідною частотою, що знаходиться в НВЧ-діапазоні довжин хвиль і забезпечує в смузі частот в декілька мегагерц коефіцієнт підсилення за потужністю K_p майже 60 дБ. За паразитних змін частоти МЕР-діода на величину в межах смуги пропускання підсилювача проміжної частоти спектр комбінаційного сигналу зсувається, і після модуляції діода напругою проміжної частоти на виході відновлюється початкове значення частоти, тобто пристрій має самостабілізацію характеристик.

Зазначимо, що стабілізація характеристик пристрою як єдиного цілого при внесенні мінімальної кількості додаткових елементів значно вища, ніж при вживанні стабілізації по вузлах з введенням контурів автопідстроювання частоти і потужності діода і високочастотних затягувальних, у тому числі і термокомпенсованих резонаторів.

Очевидно, що розглянуті приймально-підсилювальні пристрої можуть бути використані не тільки, як приймачі для радіохвильової інформаційно-управляючої системи магнітолевітуючих транспортних засобів, але і в нових радіотехнічних системах із складними умовами експлуатації останніх.

1. Dzenzersky V.A., Sokolovskiy I.I., Plaksin S.V., Pogorelaya L.M. Radiowave informative-control system for magnetolevitative vehicles with electrodynamic / *Proceedings of 17th International Conference on MAGnetically LEVitated Systems and Linear Drives "MAGLEV'2002", September 3-5, 2002. – Lausanne, Switzerland (CD-ROM)*. 2. Дзензерский В.А., Плаксин С.В., Соколовский И.И. Радиоволновые методы контроля и управления магнитолевитирующих транспортных средств // *Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – Запорожье, 2002. – № 1. – С. 108–114*. 3. Дзензерский В.А., Омеляненко В.И., Васильев С.В., Матин В.И., Сергеев С.А. Высокоскоростной магнитный транспорт с электромагнитной левитацией. – К., 2001. – С. 2. 4. Костылев С.А., Гончаров В.В., Соколовский И.И., Челядин А.В. Полупроводники с объемной отрицательной проводимостью в СВЧ-полях. – К., 1987. 5. А.с. №1116521 СССР, МКИ 3 Н03 В 7/14. Автодинный преобразователь / И.И. Соколовский, С.В. Плаксин, В.А. Чернобай, А.Е. Чурилов. – Оpubл. 30.09.84. – Бюл. № 36. 6. Менде Ф.Ф., Пренцлау Н.Н., Дмитриев В.М. СВЧ усилитель с внутренней отрицательной обратной связью // *Радиотехника. – 1972. – 27, № 2. – С. 69–75*. 7. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. – М., 1968.

УДК 621.396.4 (075.8)

Р.В. Проць, К.С. Семенистий

Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ ДИСКРЕТНОГО ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА ІЗ ЗАДАНОЮ КІЛЬКІСТЮ СКЛАДОВИХ

© Проць Р.В., Семенистий К.С., 2005

Викладено методи побудови генераторів дискретного спектра шляхом формування обвідної модулюючого сигналу генератора височастотних коливань. Запропонований метод дає змогу отримувати довільне число спектральних складових однакової амплітуди із заданою віддаллю за частотою між ними.

In the article the methods of discrete spectrum generators designing by means of modulating signal forming of HF oscillations generator are given. Methods permit to get any member of spectral components with the same amplitude and given frequency interval between them.

Вступ

Генератори дискретного спектра (сітки частот) з заданою кількістю складових, однаковими їх амплітудами і частотним кроком між ними можуть використовуватися в радіотехнічних системах спеціального призначення, наприклад, в технічних засобах охорони на основі ліній витікаючої хвилі [1; 2]. Існує багато методів побудови таких генераторів, серед яких можна виділити два підходи.

В основі першого підходу лежить використання для побудови генератора сітки частот (ГСЧ) такої кількості автономних генераторів, яка дорівнює кількості спектральних складових. Технічна реалізація такого ГСЧ дуже складна. До недоліків цього рішення слід віднести можливість