



УКРАЇНА

(11) UA (11) 58467 (13) A

(51) 7 H04L27/20

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ
НА ВИНАХІДвидається під
відповідальність
власника
патенту

(54) ПАЗОННИЙ СПОСІБ ВИСОКОЕФЕКТИВНОЇ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ ТА ПРИСТРІЙ ДЛЯ ЙОГО ЗДІЙСНЕННЯ

1

2

(21) 20021210804

(22) 29 12 2002

(24) 15 07 2003

(46) 15 07 2003, Бюл. №7, 2003 р.

(72) Бондаренко Михайло Федорович, Сліпченко Миколай Іванович, Хом'яков Євгеній Вікторович, Чередников Павло Ілліч, Абдерразик Мохамед

(73) ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

(57) 1 Пазонний спосіб високоефективної модуляції для приймально-передавальних систем зв'язку, що включає обробку вхідних сигналів фільтром, що визначає форму імпульсу, який відрізняється тим, що здійснюють інтегральну модуляцію динамічних параметрів керованих енергоємних елементів пазонних систем, вибирають відповідну зону нестійкості, вибирають форму вхідного сигналу, подають на керуючі обмотки пазонних систем посилені і обмежені інформаційні сигнали, установлюють джерелом постійного струму режими роботи пазонних систем, формують з інформаційного сигналу імпульси, якими синхронізують пристрій генерування сигналів керування і формують короткі прямокутні імпульси для керування пристроєм генерування сигналів порушення пазонних систем, параметрично збуджують коливання в коливальних системах у відповідній зоні динамічної нестійкості

2 Пристрій високоефективної модуляції для приймально-передавальних систем зв'язку, що містить передавач, приймач, антенний перемикач, підсилювач потужності, смуговий фільтр, малошумлячий підсилювач, який відрізняється тим, що введені перша і друга пазонні системи, генератор накачування, генератор прямокутних імпульсів, генератор псевдовипадкової послідовності імпульсів, генератор синусоїдального сигналу, виходи генераторів підключені до входів перемикача на три положення, вихід якого з'єднаний із входами підсилювача-обмежника і формувача імпульсів, перша пазонна система складається з двох магнітних сердечників із двома обмотками керування, обмотками зсуву, обмотками накачування і резонансних обмоток, причому обмотки накачування і зсуву з'єднані послідовно і узгоджено, а обидві обмотки керування і резонансні обмотки з'єднані

послідовно і зустрічно, паралельно резонансній обмотці підключений послідовний ланцюжок з конденсатора і резистора, друга пазонна система складається з двох з'єднаних анодами варикапів, катоди яких підключені до котушки індуктивності з відводом від середньої точки, що через конденсатор з'єднана з загальним проводом, вторинна обмотка котушки індуктивності є виходом другої пазонної системи і через смуговий фільтр підключена до входу підсилювача потужності, вихід якого підключений до другого контакту антенного перемикача, чотири входи перемикача режимів підключені відповідно до виходів першого джерела струму зсуву, підсилювача-обмежника, першого виходу формувача імпульсів і генератора накачування, перший вихід перемикача режимів підключений до обмотки зсуву першої пазонної системи, другий вихід перемикача режимів підключений до відводу від середньої точки котушки індуктивності другої пазонної системи, третій вихід перемикача режимів підключений до першої обмотки керування першої пазонної системи, четвертий вихід перемикача режимів підключений через резистор зв'язку до катода варикапа, п'ятий вихід перемикача режимів підключений до другої обмотки керування першої пазонної системи, шостий вихід перемикача режимів підключений до обмотки накачування першої пазонної системи, сьомий вихід перемикача режимів підключений через ключ до точки з'єднання варикапів, керуючий вхід ключа з'єднаний з виходом формувача коротких прямокутних імпульсів, вхід якого з'єднаний із входом генератора накачування і другим виходом формувача імпульсів, другий вхід якого підключений до тактових виходів генераторів вхідних сигналів, резонансна обмотка через смуговий фільтр підключена до входу вихідного блока, вихід якого з'єднаний з першим контактом антенного перемикача, вихід генератора накачування підключений до входу приймача, третя пазонна система складається з двох магнітних сердечників з обмотками накачування, включеними послідовно і узгоджено і підключеними до третього виходу перемикача виду сигналу, обмоток зсуву, включених послідовно і узгоджено і підключених до першого виходу перемикача виду сигналу, резонансних обмоток, включених послідовно і зустрічно, паралельно яким

(13) A

(11) 58467

(19) UA

підключений послідовний ланцюжок з конденсатора і резистора, третій контакт антенного перемикача через малошумлячий підсилювач підключений до третього входу перемикача виду сигналу, до третього входу перемикача виду сигналу підключений вхід детектора, резонансна обмотка третьої пазонної системи з'єднана з п'ятим виходом перемикача виду сигналу, четверта пазонна система складається з двох з'єднаних анодами варикапів, катоди яких підключені до котушки індуктивності з відводом від середньої точки, що через конденсатор з'єднана з загальним проводом, вто-

ринна обмотка котушки індуктивності є входом другої пазонної системи, що підключений до шостого виходу перемикача виду сигналу, середня точка котушки індуктивності з'єднана з другим виходом перемикача виду сигналу, загальна точка варикапів підключена до четвертого виходу перемикача виду сигналу, вихід другого джерела струму зсуву підключений до першого входу перемикача виду сигналу, вихід детектора через фільтр низької частоти підключений до входу перетворювача в прямокутний сигнал, вихід якого підключений до шини виходу приймача

Винахід відноситься до радіофізики, системам аналогового і цифрового зв'язку, призначений для ефективного модуляції сигналів, формування, передачі і прийому радіоімпульсів до відповідності з вхідними сигналами, може бути використаний в приймально-передавальній апаратурі аналогового і цифрового зв'язку, обчислювальній техніці і як наочний посібник у навчальному процесі

Відомий спосіб перетворення сигналів (Мандельштам Л.И., Папалексі Н.Д. Повне зібрання праць М. АН СРСР, 1947, т. 2, с. 89, мал. 1) шляхом параметричного порушення коливань у коливальній системі з перемінними енергоємними параметрами, глибину модуляції яких змінюють вибором інтенсивності енергії накачування. Повний розгляд явища виникнення коливань при параметричному порушенні приводить до лінійних диференціальних рівнянь з періодичними коефіцієнтами. Наприклад, у випадку зміни ємності C системи за законом

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_0} (1 + m \cos vt), \quad (1)$$

де C_0 - статична ємність контуру, $m = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max} + C_{\min}}$ - глибина модуляції ємності, C_{\max} і C_{\min} - максимальна і мінімальна амплітуди зміни ємності, v - генератора порушення (накачування)

Нехай маємо наступне вираження для заряду $q = \int idt$, тоді одержимо рівняння

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} (1 + m \cos vt) q = 0 \quad (2)$$

де L і R - індуктивність і активні втрати резонансного контуру

За допомогою перетворення $q = e^{\frac{R}{2L}t} \tilde{x}$ можна привести рівняння (2) до виду

$$\ddot{\tilde{x}} + \lambda(1 + m_1 \cos 2\tau) \tilde{x} = 0,$$

$$\ddot{\tilde{x}} = \frac{d^2 \tilde{x}}{d\tau^2}, \tau = \frac{vt}{2}, \omega_0^2 = \frac{1}{C_0}, 2\delta = \frac{R}{L},$$

де

$$\omega_1^2 = \omega_0^2 - \delta^2, m_1 = \frac{m\omega_0^2}{\omega_1^2}, v = \frac{2\delta}{v}, \lambda^2 = \frac{4\omega_1^2}{v}$$

У такий спосіб математична задача (модель)

зводиться в розглянутому випадку до лінійного диференціального рівняння Мат'є, при цьому рішення для заряду має вид

$$Q = C_1 e^{(h-v)\tau} \chi(\tau) + C_2 e^{(h+v)\tau} \chi(-\tau)$$

З цього рівняння видно, що порушення коливань, при яких амплітуда q буде постійно зростати, коли речовинна частина h (характеристичний показник) буде абсолютно більше V

Характеристичний показник h визначає стійкість (чи нестійкість) рішення рівняння Мат'є, залежить винятково від параметрів m і λ і якісно зображується у виді стійких і хитливих (заштриховані на фіг. 1) зон, розташованих біля значень

$$n = \frac{2\omega_1}{V} = 1, 2, 3, \dots, n - \text{номер зони нестійкості. Гра-$$

ниці для першої зони нестійкості ($n=1$) визначаються кривими

$$\sqrt{1 + \sqrt{\frac{m^2}{4} - 4V^2}} \geq \frac{2\omega_1}{v} \geq \sqrt{1 - \sqrt{\frac{m^2}{4} - 4V^2}},$$

для другої зони нестійкості ($n=2$)

$$\sqrt{4 + \frac{2}{3}m^2 + \sqrt{m^2 - 64V^2}} \geq \frac{2\omega_1}{v} \geq \sqrt{4 + \frac{2}{3}m^2 - \sqrt{m^2 - 64V^2}}$$

Для перевірки можливості порушення електричних коливань у коливальній системі з періодичною зміною одного з реактивних параметрів необхідно виконати умову $m > 2s/\pi$

Відомий спосіб математичного моделювання змущених коливань у контурі з ємністю, яка періодично змінюється (Еткін В.С., Герцензон Е.М. Параметричні системи НВЧ на напівпровідникових діодах - М. Сов. Радіо, 1964, с. 352, с. 10, с. 13, мал. 1.5, с. 25, с. 29). Рівняння (модель), яке описує фізичні процеси в контурі на НВЧ діодах, можна записати в такий спосіб

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C_0} [1 + m \sin(2\omega t + \psi)] = \varepsilon_m \sin \omega t,$$

де $\varepsilon_m \sin \omega t$ - зовнішній вплив

Рішення шукається у виді $q = Q_0 \sin(\omega t + \theta)$

Вважається, що система знаходиться поблизу резонансу, увівши позначення

$$2\alpha = \frac{R}{L}, \omega_0^2 = \frac{1}{LC_0} \equiv \omega^2, E = \frac{\varepsilon_m}{L},$$

приведемо рівняння до виду

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + 2\alpha \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q [1 + m \sin(2\omega t + \psi)] = E \sin \omega t$$

Після відповідних перетворень одержимо потужність, що виділяється на навантаженні контуру R_H

$$P = \frac{\varepsilon^2 m R_H}{R^2 (1 - \beta^2)} (+ \cos \psi) \quad (3)$$

$$\beta = \frac{m}{2} Q \leq 1, Q = \frac{\omega L}{R} \text{ чи } m \leq \frac{2R}{\omega L}, \quad (4)$$

де Q - добротність контуру

Аналіз виразу (3) показує, що при $\beta=1$ і $\cos \psi=0$, потужність на навантаженні прагне до нескінченності. Співвідношення (4) показує, що стаціонарні коливання спостерігаються, якщо виконується третє співвідношення. Для одержання хитливих (зростаючих) коливань необхідне вико-

нання умови $m > \frac{2R}{\omega L}$

Таким чином, Мандельштамом, Папалексі та іншими вченими було показано, що в електронній резонансній системі, де періодично змінюється реактивність, можливі хитливі (експоненціально наростаючі) коливання. Однак ці явища не були дотепер використані на практиці для одержання високо ефективних і багатофункціональних систем, тобто прагнули навпаки одержати стійкі стаціонарні процеси у відродженому режимі.

Недоліками відомих технічних рішень є обмежені функціональні і структурні можливості, для практичних цілей використовуються тільки питання порушення стійких коливань у параметричному контурі, описуються тільки електронні системи, значний розрив між частотою накачування і робочою частотою (значно знижується швидкодія), а також обмежені функціональні можливості, обумовлені лінійним режимом порушення коливань (одноманітність процесів).

Відомий спосіб перетворення сигналів (А с СРСР №1216822, опубл. 07.03.86р. Бюл. №9), що включає параметричне порушення коливань у коливальній системі з перемінними енергоємними параметрами, глибину модуляції яких задають відповідно до величини енергії накачування, збільшення енергії накачування і здійснення інтегральної модуляції енергоємного параметра одного з елементів системи, зміну коефіцієнта інтегральної модуляції реактивності системи від нуля до одиниці, збільшення середньої власної частоти системи, інтервал часу між екстремумами швидкості зміни параметра за період, при цьому квантування і вкладення енергії накачування в кожен напівперіод визначеної зони нестійкості порушуваних коливань параметричних зонних коливань роблять у моменти досягнення негативного екстремального значення швидкості зміни параметра елемента за період за умови кратності значень частоти модуляції енергоємного параметра і середньої власної частоти системи, відповідності частоти порушення параметричних зонних коливань і середньої власної частоти і збіг фаз порушуваних параметричних зонних коливань і модуляції енергоємного параметра, а інтегральну модуляцію енергоємного параметра здійснюють відповідно до співвідно-

шення

$$m_u = \frac{L_{n\max} - L_{n\min}}{L_{n\max}},$$

де m_u - коефіцієнт інтегральної модуляції параметра,

$L_u = T \cdot L_{cp} = \int_0^T L_g(\omega \cdot t) d(\omega \cdot t)$ - інтегральний енергоємний параметр,

$L_{n\max}$ и $L_{n\min}$ - максимальне і мінімальне значення параметра за період, T - період зміни параметра елемента, L_{cp} - середнє значення параметра за період, ω - частота накачування, $L_g(\omega \cdot t)$ - функція, що описує динамічний енергоємний параметр, t - час

Недоліками такого технічного рішення є неможливість реалізації і перебудови режимів системи для прийому і передачі сигналів, обмежені функціональні можливості.

Найбільш близьким до заявленого технічного рішення, є спосіб високоефективної модуляції для систем зв'язку (Феєр К. Безпроводовий цифровий зв'язок. Методи модуляції і розширення спектра. Пер. с англ. / Під ред. В.И. Журавльова - М.: Радио і зв'язок, 2000р. с.192-193), що включає перетворення вхідної подвійної послідовності даних $\{a_n\}$ спочатку в дві незалежні послідовності символів $\{a_n\}$ і $\{b_n\}$ каналів I/Q, що потім обробляються фільтром, що визначає форму імпульсу і має імпульсну характеристику

$$p(t) = \begin{cases} 0.5 [1 + \cos(\pi t / T_s)] & \text{для } |t| \leq T_s, \\ 0 & \text{за межами цього інтервалу,} \end{cases}$$

де T_s - тривалість символу

На виході квадратурного модулятора і твердого обмежника одержуємо наступний сигнал

$$S_0(t) = \frac{x(t) \cos 2\pi f_0 t}{\sqrt{x^2(t) + y^2(t)}} + \frac{y(t) \sin 2\pi f_0 t}{\sqrt{x^2(t) + y^2(t)}},$$

де

$$\begin{aligned} x(t) &= a_n p(t - n T_s) + a_{n+1} p[t - (n+1) T_s], \\ y(t) &= b_n p[t - (n-0.5) T_s] + b_{n+1} p[t - (n+0.5) T_s] + b_{n+2} p[t - (n+1.5) T_s] \end{aligned}$$

є сигналами каналів, що модулюють, I/Q відповідно

Недоліками такого технічного рішення є обмежені функціональні можливості, реалізація тільки цифровою схемою, вузька область застосування і діапазон прийому-передачі.

Відомо, що розвиток і впровадження нових і удосконалювання існуючих методів і засобів модуляції сигналів, у тому числі і з використанням параметричних зонних систем, залежить від нових способів конструювання і виробництва аналогових і цифрових пристроїв, наприклад мініатюризації й інтеграції, істотно знизили вартість, габарити, масу і споживану потужність приймально-передавальних пристроїв зв'язку.

В основу винаходу поставлена задача розширити функціональні можливості, область застосування способу і діапазон фільтрації, підвищити якість обмеження спектра (шуми), використовуючи параметричні зонні системи як обмежники спектра, модуляторів і демодуляторів для підвищення ефективності фільтрації і якості зв'язку.

Такий технічний результат досягається тим, що в пазонний спосіб високоефективної модуляції для приймально-передавальних систем зв'язку, що включає обробку входних сигналів фільтром, що визначає форму імпульсу, відповідно до винаходу, здійснюють інтегральну модуляцію динамічних параметрів керованих енергоємних елементів пазонних систем, вибирають відповідну зону нестійкості, вибирають форму входного сигналу, подають на керуючі обмотки пазонних систем посиленій і обмежений інформаційний сигнал, установлюють джерелом постійного струму режими роботи пазонних систем, формують з інформаційного сигналу імпульси, якими синхронізують пристрій генерування сигналів керування і формують короткі прямокутні імпульси для керування пристроєм генерування сигналів порушення пазонних систем, параметричне збуджують коливання в коливальних системах у відповідній зоні динамічної нестійкості.

Відомий пристрій перетворення сигналів (А с СРСР №1216822, опубл. 07.03.86р. Бюл. №9), що містить N параметричних зонних систем, що складаються з двох магнітних сердечників з обмотками накачування, з'єднаними послідовно і згідно і підключеними до генератора накачування, фільтри в ланцюзі накачування з резонансними обмотками, до яких підключений конденсатор і резистор, з обмотками керування і зворотного зв'язку, резонансні обмотки, керування і зворотного зв'язку з'єднані послідовно і зустрічно, до обмоток накачування підключені фазообертачі, до резонансних обмоток і зворотного зв'язку підключені блоки зворотного зв'язку.

Недоліками даного пристрою є обмежені функціональні можливості, вузький частотний діапазон і обмежена область застосування, а також немає можливості синхронізувати роботу всіх пазонних систем.

Найбільш близьким технічним рішенням по призначенню і сукупності суттєвих ознак до що заявляється є пристрій високоефективної модуляції для систем зв'язку (Феєр К. Безпроводовий цифровий зв'язок. Методи модуляції і розширення спектра. Пер. с англ. / Під ред. В.И. Журавльова. - М.: Радіо і зв'язок, 2000р. с.195, мал. 4.3.29, с.196, мал. 4.3.30), що містить передавальну частину цифрового сигнального процесора, на вхід якого надходять входні дані, а двохканальний вихід з'єднаний зі схемою перебудови робочої частоти, що містить два перемножники, фазообертачі на 90° , суматор, входи якого з'єднані з виходами перемножників, вихід суматора підключений до входу нелінійного підсилювача потужності, вихід якого через смуговий фільтр підключений до антенного перемикача, інший вхід антенного перемикача з'єднаний через смуговий фільтр із входом малошумлячого підсилювача, синтезатор частот з'єднаний через відповідні дільники з входом фазообертача на 90° передавача і з входом перемножувача приймача, вихід якого через фільтр на поверхнево-акустичних хвилях з'єднаний зі схемою нелінійного автоматичного регулювання підсилювання і далі через перемножники частоти і підсилювачі на вхід процесора низькочастотного сигналу, на виході якого одержуємо дан-

ні

На фіг. 2а і 2б представлені варіанти відповідно передавальний і приймальні частини пристрою персонального безпроводового цифрового зв'язку (відповідно опису цит. літ. Феєр К. Безпроводовий цифровий зв'язок). Пристрій фільтрації Феєра реалізовано з використанням постійного запам'ятовуючого пристрою і цифроаналогового перетворювача (ЦАП-ЦАП фільтр). При такій реалізації фільтра можлива амплітуда чи можливі фазові переходи і значення переданих даних зберігаються в ЦАП і зчитуються відповідно до адрес, сформованих даними, які передаються. Адреси формуються за допомогою пристрою порівняння комбінацій входних даних. Наприклад, два біти дозволяють вважати з пам'яті чотири різних сигнали, за допомогою трьох бітів синтезуються вісім імпульсних сигналів визначеної форми і т.д.

Недоліком такого пристрою є можливість тільки цифрової реалізації, обмежені функціональні можливості, відсутність гнучкості системи, оскільки для зміни рівня обмеження необхідно змінювати структуру пристрою, неможливість одержання інформаційних радіоімпульсів.

Розвиток і впровадження пазонних ефектів при ефективній модуляції інформаційних сигналів, зв'язаних з розробкою, проектуванням пристроїв і приладів на їхній основі, гальмується в силу того, що відсутні нові способи і пристрої, що враховують всі особливості параметричного зонного ефекту.

В основу винаходу поставлена задача розширити функціональні можливості методів і засобів модуляції інформаційних сигналів, розширити область застосування пристрою, діапазон і підвищити ефективність модуляції, використовуючи параметричні зонні системи як перетворювачі сигналів.

Такий ефект досягається тим, що в пристрій високоефективної модуляції для приймально-передавальних систем зв'язку, що містить передавач, приймач, антенний перемикач, підсилювач потужності, смуговий фільтр, малошумлячий підсилювач, відповідно до винаходу, вводять першу і другу пазонні системи, генератор накачування, генератор прямокутних імпульсів, генератор псевдовипадкової послідовності імпульсів, генератор синусоїдального сигналу, виходи генераторів підключені до входів перемикача на три положення, вихід якого з'єднаний із входами підсилювача-обмежника і формувача імпульсів, перша пазонна система складається з двох магнітних сердечників із двома обмотками керування, обмотками зсуву, обмотками накачування і резонансних обмоток, причому обмотки накачування і зсуву з'єднані послідовно і згідно, а обидві обмотки керування і резонансні обмотки з'єднані послідовно і зустрічно, паралельно резонансній обмотці підключений послідовний ланцюжок з конденсатора і резистора, друга пазонна система складається з двох з'єднаних анодами варикапів, катоди яких підключені до котушки індуктивності з відводом від середньої точки, що через конденсатор з'єднана з загальним проводом, вторинна обмотка котушки індуктивності є виходом другої пазонної системи і через смуговий фільтр підключена до входу підсилювача потужності, вихід якого підключений до другого контакту антенного перемикача, чотири входи пе-

ремикача режимів підключені відповідно до виходів першого джерела струму зсуву, підсилювача-обмежника, першому виходу формувача імпульсів і генератора накачування, перший вихід перемикача режимів підключений до обмотки зсуву першої пазонної системи, другий вихід перемикача режимів підключений до відводу від середньої точки котушки індуктивності другої пазонної системи, третій вихід перемикача режимів підключений до першої обмотки керування першої пазонної системи, четвертий вихід перемикача режимів підключений через резистор зв'язку до катода варикапа, п'ятий вихід перемикача режимів підключений до другої обмотки керування першої пазонної системи, шостий вихід перемикача режимів підключений до обмотки накачування першої пазонної системи, сьомий вихід перемикача режимів підключений через ключ до точки з'єднання варикапів, керуючий вхід ключа з'єднаний з виходом формувача коротких прямокутних імпульсів, вхід якого з'єднаний із входом генератора накачування і другим виходом формувача імпульсів, другий вхід якого підключений до тактових виходів генераторів вхідних сигналів, резонансна обмотка через смуговий фільтр підключена до входу вихідного блоку, вихід якого з'єднаний з першим контактом антенного перемикача, вихід генератора накачування підключений до входу приймача, третя пазонна система складається з двох магнітних сердечників, з обмотками накачування включеними послідовно і згідно і підключеними до третього виходу перемикача виду сигналу, обмоток зсуву включених послідовно і згідно і підключених до першого виходу перемикача виду сигналу, резонансних обмоток включених послідовно і зустрічне, паралельно яким підключений послідовний ланцюжок з конденсатора і резистора, третій контакт антенного перемикача через малопропускний підсилювач підключений до третього входу перемикача виду сигналу, до третього входу перемикача виду сигналу підключений вхід детектора, резонансна обмотка третьої пазонної системи з'єднана з п'ятим виходом перемикача виду сигналу, четверта пазонна система складається з двох з'єднаних анодами варикапів, катода яких підключені до котушки індуктивності з відводом від середньої точки, що через конденсатор з'єднана з загальним проводом, вторинна обмотка котушки індуктивності є входом другої пазонної системи, що підключений до шостого виходу перемикача виду сигналу, середня точка котушки індуктивності з'єднана з другим виходом перемикача виду сигналу, загальна точка варикапів підключена до четвертого виходу перемикача виду сигналу, вихід другого джерела струму зсуву підключений до першого входу перемикача виду сигналу, вихід детектора через фільтр низької частоти підключений до входу перетворювача в прямокутний сигнал, вихід якого підключений до шини виходу приймача.

Сутність запропонованого винаходу пояснюється кресленнями: фіг 1 - зони стійкості пазонної системи, фіг 2 - функціональна електрична схема пристрою високоефективного передавача а) і приймача б) для систем зв'язку, фіг 3 - принцип параметричного порушення коливань, фіг 4 - нелінійні характеристики пазонної системи, фіг 5 - фіг 8 -

механізм параметричного порушення коливань у 1-ої, 2-ої, 9-ої і 11-ої зоні нестійкості відповідно, фіг 9 - теоретичні а), б) і експериментальні в), г) результати дослідження перехідних процесів у пазонній системі в першій і другій зонах нестійкості, фіг 10 - осцилограми процесів, що відбуваються у пазонній системі, порушуваної короткими імпульсами накачування, тривалість яких менше а) і більше б) часу встановлення параметричних коливань, фіг 11 - осцилограми процесів, що відбуваються в цифровому пазонному модуляторі, фіг 12 - функціональна електрична схема пристрою пазонного високоефективного передавача для систем зв'язку, фіг 13 - функціональна електрична схема пристрою пазонного високоефективного приймача для систем зв'язку.

Сутність пазонного способу високоефективного модуляції для систем зв'язку полягає в наступному. Відомо, що коефіцієнт глибини модуляції m входить у закон зміни реактивності (1) і визначає характер коливань у параметричному контурі, тому що входить у рівняння Мат'є (2), визначає інтенсивність зовнішнього впливу, застосовність того чи іншого методу аналізу, а також може використовуватися як малий параметр. Крім того, коефіцієнт глибини модуляції m відіграє велику роль при описі енергетичних процесів, визначаючи як кількісну, так і якісну суть параметричного порушення коливань.

На фіг 3а-3д приведений принцип параметричного порушення коливань шляхом модуляції індуктивного параметра елемента з несиметричною характеристикою $L(I)$ (фіг 3а), при постійному зсуві I_0 і накачуванні синусоїдальними струмами $I_1 > I_2$ (криві 1 і 2, фіг 3б). Тому що амплітуда струму накачування I_1 мала, то позитивні і негативні збільшення індуктивного параметра $\Delta L_1 = L_{\max} - L_{\min 1}$ (крива 1, фіг 3в) можна вважати однаковими і коефіцієнт глибини модуляції m' визначається вираженням

$$m' = \frac{\Delta L_1}{L_{cp}}, L_{cp} = \frac{L_{\max 1} + L_{\min 1}}{2}, L_c = L_{cp}$$

При збільшенні амплітуди струму накачування до величини I_2 починає позначатися нелінійна залежність $L(I)$, позитивні і негативні збільшення вже не будуть рівні один одному, при цьому $L_c \neq L_{cp}$ (крива 2, фіг 3в), а коефіцієнт глибини модуляції знаходять по формулі

$$m = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\max} + L_{\min}}$$

Відповідно до класичної теорії, коефіцієнти відносної модуляції m визначають збільшення струму I_k у контурі (фіг 3г) і енергії ΔE в системі за один період коливань, з урахуванням початкової енергії E_0 вираженням $\Delta E = 4mE_0$, при цьому енергії ΔE , внесена в систему, повинна перевищувати втрати в системі, тобто виконання умови $m \geq \pi\delta/2$, де δ - декремент загасання системи. Крім того, при розрахунку збільшення енергії ΔE в момент стрибка індуктивності ΔL необхідно ще виконання додаткової умови $L_c \gg \Delta L$ чи $m \ll 1$. Ця умова вимагає малих змін величини ΔL , причому на лінійній ділянці кривої $L(I)$.

Основне рівняння в звичайних похідних одер-

жимо за умови, що система в частинних похідних не має просторових координат, у виді

$$\frac{d^2 f}{dt^2} + \delta_1(\tau) \frac{df}{dt} + [\delta_2(\tau) + \xi(\tau)] \sin \frac{f}{2} = 0 \quad (5)$$

Розглянемо випадок малих власних коливань системи $|f(t)| \ll 1$, при цьому будемо зневажати величинами вищого порядку малості $f^2(\tau) = 0$ (тобто $\sin f = f$) і втратами $\delta_1(\tau) = \delta_2(\tau) = 0$ і вибираємо інтенсивність накачування з умови $|h(\tau)| > 1,6$. Тоді, використовуючи розкладання гіперболічних функцій у ряд Фур'є, рівняння (5) перетворимо в аналог нелінійного рівняння Хілла

$$\frac{d^2 f}{dt^2} + \frac{\omega_c^2}{2\omega^2} \left[I_0(h_m) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} (-1)^K I_{2K}(h_m) \cos 2K\tau \right] f = 0, \quad (6)$$

де $I_0(h_m)$, $I_{2K}(h_m)$ - модифіковані Функції Бесселя нульового і K -го порядку

Якщо в рівнянні (6) виконуються умови $|h(\tau)| \leq 1,6$ і $I_2(h_m) > I_4(h_m)$, то одержимо аналог нелінійного рівняння Мат'є

$$\begin{aligned} \frac{d^2 f}{dt^2} + \frac{\omega_c^2}{2\omega} [I_0(h_m) - 2I_2(h_m) \cos 2\tau] f &= 0 \\ \omega(t) = \omega_c \sqrt{ch(h_m \sin \omega t)} &= \\ = \omega_c \sqrt{I_0(h_m) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} (-1)^K I_{2K}(h_m) \cos 2K\omega t} \end{aligned} \quad (7)$$

Якщо порівняти рівняння Мат'є (1) та його аналог (7), то можна установити наступні відповідності між коефіцієнтами цих рівнянь

$$m \approx \frac{2I_2(h_m)}{I_0(h_m)}$$

Порівняння експериментальних розрахункових кривих $Lg(\tau)$ говорить про вірогідність запропонованого методу. Було встановлене протиріччя між явищами, що відбуваються в нелінійно-параметричній системі при інтенсивності впливу і класичних співвідношеннях

Цю проблему можна вирішити шляхом використання відповідних динамічних характеристик і параметрів. У даному випадку запропонована наступна методика, використовується безупинна зміна площі, обмеженої кривою $Lg(\tau)$ і віссю часу при зміні полю накачування. Тоді площа, яка обмежена кривою динамічного параметра $Lg(\tau)$ і віссю часу за період T модуляції параметра, називаємо інтегральним параметром L_u і визначаємо

$$\text{виразом } L_u = \int_0^T Lg(\tau) d\tau \quad \text{Модуляцію параметра,}$$

що використовує цей параметр, назвемо інтегральною модуляцією параметра. Максимальному значенню інтегрального параметра $L_{u\max}$ відповідає добуток L_C чи L_{\max} на період T , тому запишемо $L_{u\max} = TL_C = TL_{\max}$. Тому що при збільшенні інтенсивності накачування зменшується інтегральний параметр L_u , мінімальним значенням параметра будемо вважати величину мінімального значення інтегрального параметра $L_{u\min}$, рівного

$$L_{u\min} = \int_0^T Lg(\tau) d\tau$$

Тоді, з урахуванням уведених понять $L_{u\max}$ і

$L_{u\min}$, розмах інтегрального параметра ΔL_u визначається виразом $\Delta L_u = L_{u\max} - L_{u\min}$. Перетворимо цей вираз в такий спосіб

$$\Delta L_u = T(L_{\max} - \bar{L}_u) \bar{L} = \frac{1}{T} \int_0^T Lg(\tau) d\tau \quad (\text{де } \bar{L}_u - \text{середнє}$$

значення інтегрального параметра)

Оцінку фізичних процесів у коливальній системі можна здійснити шляхом розподілу розмаху \bar{L}_u на величину TL_{\max} і одержимо коефіцієнт інтегральної модуляції параметра m_u

$$m_u = 1 - \frac{\int_0^T Lg(\tau) d\tau}{TL_{\max}} = 1 - \frac{\bar{L}_u}{L_{\max}}$$

Коефіцієнт m_u враховує геометричні й електричні параметри елементів і системи, тому його можна застосовувати для розрахунків при будь-яких інтенсивностях внутрішніх сил і полів накачування. Введений у такий спосіб коефіцієнт m_u несе також інформацію про ефективність перетворення пазонної системи

Розглянемо нелінійну систему з урахуванням кривих нелінійної характеристики $B(i)$ (фіг 4а), динамічного періоду $Lg(i)$ (крутість) (фіг 4б) і швид-

кість його зміни $L'g(i) = \frac{d^2 B}{di^2}$ (кривизна) (фіг 4в) при

двох режимах струму накачування

$$i_{1,2} = \frac{\alpha I}{W} \sin(B_{m_2} \sin \omega t), \quad \text{що відповідають кривим}$$

магнітної індукції, приведеним на фігу 4г, причому $B_{m1} > B_{m2}$ (відповідно криві 1 і 2). Аналіз кривої $L'g(i)$ показує, що за напівперіодом зміни магнітної індукції швидкість зміни динамічної індуктивності має два екстремуми (крапки а й а'), що будемо називати критичними крапками

У цих крапках відбувається перехід елемента (системи) з одного енергетичного стану в інше, тобто це крапки рівноваги (стійкої чи хитливої, біфуркації, катастроф, фазового переходу). Величину струму накачування, при якому система переходить з одного стану в інше, що відповідає екстремальним значенням кривизни характеристики $(|d^2 B/di^2|_{\max})$, назвемо критичною величиною струму накачування і позначимо i_0 , а фазовий кут струму накачування знайдемо з виразу

$$\theta = \arcsin i_0 / I_{m_1} \quad (8)$$

де I_{m_1} - амплітуда струму накачування

За аналогією назвемо величини індуктивності, індукції і напруженості магнітного поля в критичних крапках відповідно критичними індуктивністю L_0 індуктивністю B_0 і напруженістю H_0 . На фіг 4д приведеш закони зміни динамічної індуктивності в часі $Lg(\tau)$, а на фіг 4е - швидкості її зміни для двох режимів B_1 і B_2 (відповідно криві 1 і 2). Як видно з цих кривих $Lg(\tau)$ приймає критичне значення L_0 у крапках b, b' і c, c', коли $Lg(\tau)$ досягає негативного чи позитивного значень з коефіцієнтами (фазові кути) відповідно $\theta_{k_1}^{(1)}$ і $\theta_{k_2}^{(2)}$

$$\theta_{k_1}^{(1)} = \theta + k_1 T_L, \quad \theta_{k_2}^{(2)} = k_2 T_L - \theta,$$

$$k_1 = 0, 1, 2, 3, \quad k_2 = 0, 1, 2, 3, \quad ,$$

де T_L - період зміни динамічної індукції

У крапках $\theta_{k_1}^{(1)}$ індуктивність зменшується, $L'g(t) < 0$, що відповідає внесенню (вкладенню, поглинанню) енергії елементом (контуром, системою), а в крапках $\theta_{k_2}^{(2)}$ - індуктивність збільшується, $L'g(t) > 0$ - добір (випромінювання) енергії в проміжках часу θ_c , між цими крапками, тобто між вкладеннями і отбором, відбуваються вільні коливання. Інтервал (фазовий кут) θ , визначається з виразу $\theta = \theta_1^{(1)} - \theta_0^{(2)} = T_L - 2\theta$

Як видно з виразу (8) і кривих $Lg(t)$ і $L'g(t)$ фазовий кут θ зменшується при зменшенні інтенсивності полю накачування і має фізичний сенс тільки при виконанні умови $I_0 \leq I_m$. Тому критичне значення параметра L_0 відповідає і граничному значенню, отже, по статичних і динамічних характеристиках і параметрам можна визначити відповідні граничні параметри системи.

Визначимо закон зміни енергії в контурі з урахуванням інтегральної модуляції параметрів у такий спосіб. Внесена в контур енергія при негативній швидкості зміни параметра визначається виразом $\Delta E_L = m_z E_0$, де E_0 - початковий запас енергії в контурі. Енергія втрат за період зміни параметра пропорційна відповідно коефіцієнту загасання δ і дорівнює величині $\Delta E_\delta = \pi \delta E_0$, тоді повна зміна енергії E визначається різницею $\Delta E = \Delta E_L - \Delta E_\delta = E_0(m_z - \pi \delta)$ (9)

Нехай за час dt у контур вноситься порція енергії $\Delta E \approx \alpha E$. Тоді, відповідно до вираження (9), відносно зміна енергії в контурі дорівнює $\alpha E/E = (m_z - \pi \delta) dt$. Після інтегрування цього виразу одержимо закономірність зміни енергії в неперервному контурі $E = E_0 \exp(m_z - \pi \delta)t$ (10)

Запропонований підхід дозволяє досліджувати й окремі випадки. Для рівняння Мат'є, наприклад, рекомендується скористатися "парциональним" коефіцієнтом модуляції $m_z = 2I_2(h_m)/I_0(h_m)$, тоді закон (10) можна переписати у вигляді $E = E_0 \exp(m_z - \pi \delta)t$. Фізичний зміст закону (10) для різних значень коефіцієнтів m_z і δ зводиться до виконання наступних умов: $m_z < \pi \delta$ - система стійка, $m_z = \pi \delta$ - спостерігається рівноважний стан, $m_z > \pi \delta$ - система хитлива.

Розглянемо модель фізичних процесів у параметричному зонному контурі. Нехай накачування контуру здійснюється синусоїдальним сигналом $U = U_m \cos \omega t$. Перетворимо це рівняння до виду

$$\frac{d^2 I_n}{dt^2} + 2\delta(t) \frac{dI_n}{dt} + \omega_0^2(t) I_n = 0, \quad (11)$$

$$\omega_0(t) = \sqrt{\frac{L'g(t)}{Lg} + \frac{1}{LgC}}, \quad \delta(t) = \frac{L'g(t)}{Lg} + \frac{R}{2Lg},$$

де I_n - струм резонансного контуру в n -й зоні. Коефіцієнти $\delta(t)$ і $\omega_0(t)$ функції власного струму, тоді рівняння (11) буде нелінійним

$$\frac{d^2 I_n}{dt^2} + \delta(I_n, t) \frac{dI_n}{dt} + \omega_0^2(I_n, t) I_n = 0 \quad (12)$$

Для того, щоб знайти його рішення, розглянемо спочатку рівняння (11). За t допомогою відомо-

го перетворення $I_n = \exp(-\int_0^t \delta(t) dt)$, рівняння (11)

приводимо до виду $I'' + \omega^2(t) I = 0$, де $\omega^2(t) = \omega_0^2(t) - \delta^2(t) + \delta'(t)$. Цей тип рівнянь зветься рівняння Хілла. Показано, що при виконанні умови

$$|\omega^2(t)| \gg \left| \frac{\omega''(t)}{2\omega(t)} - \frac{3}{4} \left[\frac{\omega'(t)}{\omega(t)} \right]^2 \right|$$

Рішення рівняння (11) можна шукати у вигляді

$$I_n = \frac{C}{\sqrt{\omega(t)}} \times \exp\left(-\int_0^t \delta(t) dt\right) \sin\left(\int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0\right),$$

де C - постійна, залежна від початкових умов.

Визначимо розрахункові співвідношення для показника ступеня $\int_0^t \delta(t) dt$ і миттєвої частоти $\omega(t)$ з обліком утрат $\delta(t)$, частоти $\omega_0(t)$ (11) і накачування у вигляді

$$\int_0^t \delta(t) dt = \ln(\cosh) + \frac{R}{2Lg} \int_0^t \cosh dt, \quad (13)$$

$$\omega(t) = \frac{1}{LgC} - \frac{R}{2Lg} \left[L'g(t) + \frac{R}{2} \right]$$

Нехай у крапці t_0 амплітудне значення власних коливань дорівнює величині $I_0 = \frac{C}{\sqrt{\omega_0(t)}}$ тоді можна записати для струму I_n вираз

$$I_n = I_0 \sqrt{\frac{\omega(t_0)}{\omega(t)}} \exp\left(-\int_0^t \delta(t) dt\right) \sin\left(\int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0\right)$$

На фіг 5 приведений механізм параметричного порушення коливань у першій зоні стійкості ($n=1$). При $t=0$ струм визначається початковими умовами диференціального рівняння (12), що будуть $I_0 = I_{0\max}$ при $\varphi_0 = 90^\circ$ чи 270° . З ростом часу збільшується струм накачування і (проходячи через нуль у позитивному напрямку (фіг 5а)) і зменшується Lg (фіг 5б), збільшується швидкість зміни індуктивності, причому $L'g(t) < 0$ (фіг 5в). У момент t_1 $Lg(t)$ досягає екстремального негативного значення, при цьому Lg прагне до свого мінімального значення, на що затрачається енергія накачування, а в контур надходить максимальне значення енергії накачування і відповідно спостерігається збільшення енергії в контурі. Як показують розрахунки, струм I_n відстає на 90° від струму накачування.

У крапці t_2 струм накачування досягає свого максимального значення і починає убавати, при цьому Lg починає збільшуватися, збільшується і швидкість зміни індуктивності, причому тепер $L'g(t) > 0$, тобто прагне збільшити магнітний потік. У момент t_3 $L'g(t)$ досягає екстремального позитивного значення, а індуктивність повертається у вихідний стан. В інтервалі часу $\theta_3 = t_3 - t_1$ магнітні сердечники практично знаходяться в режимі насичення, вільні коливання в контурі залежать тільки від активних утрат.

На збільшення індуктивності витрачається

енергія накачування, до того ж збільшення індуктивності викликає зменшення енергії в контурі (збільшується реактивний опір і зменшується струм I_n), тобто відбувається добір енергії з контуру. Швидкість зміни динамічної індуктивності, при доборі енергії, значною мірою визначає подальший режим у системі, у тому числі зміна фази і частоти пазонних коливань.

На фіг 5г приведена залежність зміни частоти $\omega_n(t)$ коливань системи в часі, розрахована по виразу (13). Як видно з цієї кривої, зі збільшенням струму накачування, коли індуктивність зменшується, частота збільшується і досягає свого максимального значення в крапці t_2 . Зменшення струму і приводить до зменшення частоти коливань $\omega_n(t)$. Однак процес загасання в контурі при $L'g(t) > 0$ не приводить до зменшення амплітуди до первісного значення (справедливо при малих втратах у контурі) і поверненню енергії цілком у контур накачування. Частина енергії системи з індуктивності передається в лінійну ємність контуру, тобто відбувається перетворення магнітної енергії E_n в електричну E_e . Але тому що амплітуда струму I_n у резонансному контурі за даний напівперіод накачування досягає більшої величини, чим було її первісне значення в момент t_0 , то і величина заряду ємності буде мати велику величину до кінця напівперіоду струму i , чим у його початку.

Тоді в наступному напівперіоді струму накачування ємність, що розряджається на індуктивність, вже забезпечує в ній більш велику величину струму, чим у попередньому напівперіоді струму. Таким чином, з кожним напівперіодом струму накачування величина струму в резонансному контурі буде рости до стаціонарного значення, обумовленого параметрами системи і потужністю генератора накачування.

На фіг 6 фіг 8 приведен механізм порушення параметричних коливань у вищих зонах нестійкості ($n=2,9,11$). Як видно з цих кривих, інтервал часу θ_c між екстремумами швидкості зміни динамічної індуктивності збільшується, що помітно для зон $n=2$ (див фіг 6в), $n=9$ (див фіг 7в) і $n=11$ (див фіг 8в). При цьому зменшується інтегральний параметр L_d і середнє значення \bar{L}_d , збільшується амплітуда $L'g(t)$, але зменшується час взаємодії накачування пазонної системи, як при вкладенні енергії, так і при доборі. В інтервалі часу θ_c резонансний контур є практично лінійним. Як видно з розрахункових кривих на цій ділянці спостерігаються вільні коливання, властивості яких визначаються активними втратами в контурі і лінійним ефектом.

На фіг 9 приведені криві та осцилограми напруги на резонансному контурі пазонної системи за час наростання коливань у цьому контурі в момент включення напруги накачування. Масштаби для $Lg=0,1\text{ мГн/дл}$, для $I_n=0,02\text{ А/дл}$, для $U_n=2\text{ В/дл}$, для осі часу 100 мкс/дл .

Порівняння отриманих результатів показує досить високий ступінь збігу теоретичних результатів з експериментальними. Відмінність розрахункових кривих від експериментальних по амплітуді обумовлено неточністю апроксимації кривої намагнічування, неідентичністю конструктивних параметрів у реальній пазонній системі, що приводить до значного впливу напруги накачування на форму напруги в резонансному контурі.

Розглянемо процеси, що відбуваються в пазонній системі, порушуваному короткими імпульсами накачування, тривалість яких менше (фіг 10а) і більше (фіг 10б) часу встановлення параметричних коливань. При включенні накачування в момент часу t_1 починається процес наростання параметричних коливань від рівня, обумовленого шумами контуру (відрізок часу t_1-t_2). При досить великій тривалості імпульсу накачування t_n амплітуда коливань наростає до рівня обмеження, однак у момент часу t_2 накачування відключається і коливання в контурі починають загасати (відрізок часу t_2-t_3) (фіг 10а). Якщо ж тривалість імпульсів накачування більше часу встановлення параметричних коливань, то на осцилограмі спостерігається на час $t_{уст}$ установа параметричних коливань у контурі (фіг 10б). Швидкість наростання коливань у пазонній системі при незмінному режимі зберігається, тому амплітуда, що досягається коливаннями в момент часу t_2 , залежить тільки від величини початкових коливань, що були в контурі в момент включення накачування. На використанні залежності між амплітудами коливань на початку і кінці циклу порушення пазонної системи короткими імпульсами і заснована дія пазонних модуляторів (фіг 11) і суперрегенеративних підсилювачів.

Запропонований спосіб здійснюється пазонним пристроєм високоефективної модуляції для приймально-передавальних систем зв'язку, що містить передавач 1, антенний перемикач 2, підсилювач потужності 3, генератор накачування 4, смуговий фільтр 5, малошумлячий підсилювач 6, першу 7 і другу 8 пазонні системи, генератор прямокутних імпульсів 9, генератор псевдовипадкової послідовності імпульсів 10, генератор синусоїдального сигналу 11, виходи генераторів 9, 10 і 11 підключені до входів перемикача входного сигналу 12, вихід якого з'єднаний із входами підсилювача-обмежника 13 і формувача імпульсів 14, перша пазонна система 7 складається з двох магнітних сердечників 15 і 16 із двома обмотками керування 17 і 18, обмотками зсуву 19, обмотками накачування 20 і резонансними обмотками 21, причому обмотки накачування 20 і зсуви 19 з'єднані послідовно і згідно, а обидві обмотки керування 17 і 18 і резонансні обмотки 21 з'єднані послідовно і зустрічне, паралельно резонансній обмотці 21 підключений послідовний ланцюжок з конденсатора 22 і резистора 23, друга пазонна система 8 складається з двох з'єднаних анодами варикапів 24 і 25, катоди яких підключені до котушки індуктивності 26 з відводом від середньої точки, що через конденсатор 27 з'єднана з загальним проводом, вторинна обмотка 28 котушки індуктивності 26 є виходом другої пазонної системи 8 і через смуговий фільтр високої частоти 29 підключений до входу підсилювача потужності 3, вихід якого підключений до другого контакту антенного перемикача 2, чотири входи перемикача режимів 30 підключені відповідно до виходів першого джерела струму зсуву 31, підсилювача-обмежника 13, першому виходу формувача імпульсів 14 і генератора накачування 4, пе-

рший вихід перемикача режимів 30 підключений до обмотки зсуву 19 першої пазонної системи 7, другий вихід перемикача режимів 30 підключений до відводу від середньої точки котушки індуктивності 26 другої пазонної системи 8, третій вихід перемикача режимів 30 підключений до першої обмотки керування 17 першої пазонної системи 7, четвертий вихід перемикача режимів підключений через резистор зв'язку 32 до катода варикапа 24, п'ятий вихід перемикача режимів 30 підключений до другої обмотки керування 18 першої пазонної системи 7, шостий вихід перемикача режимів 30 підключений до обмотки накачування 20 першої пазонної системи 7, сьомий вихід перемикача режимів 30 підключений через ключ 33 до точки з'єднання варикапів 24 і 25, керуючий вхід ключа 33 з'єднаний з виходом формувача коротких прямокутних імпульсів 34, вхід якого з'єднаний із виходом генератора накачування 4 і другим виходом формувача імпульсів 14, другий вхід якого підключений до тактових виходів генераторів вхідних сигналів 9, 10 і 11, резонансна обмотка 21 через смуговий фільтр 5 підключена до входу вихідного блоку 35, вихід якого з'єднаний з першим контактом антенного перемикача 2, вихід генератора накачування 4 підключений до входу приймача 36, третя пазонна система 37 складається з двох магнітних сердечників 38 і 39 з обмотками накачування 40 включених послідовно і згідно і підключених до третього виходу перемикача виду сигналу 41, обмоток зсуву 42 включених послідовно і згідно і підключених до першого виходу перемикача виду сигналу 41, резонансних обмоток 43 включених послідовно і зустрічне, паралельно яким підключений послідовний ланцюжок з конденсатора 44 і резистора 45, третій контакт антенного перемикача 2 через малошумлячий підсилювач 6 підключений до третього входу перемикача виду сигналу 41, до третього входу перемикача виду сигналу 41 також підключений вхід детектора 46, резонансна обмотка 43 третьої пазонної системи 37 з'єднана з п'ятим виходом перемикача виду сигналу 41, четверта пазонна система 47 складається з двох з'єднаних анодами варикапів 48 і 49, катоди яких підключені до котушки індуктивності 50 з відводом від середньої точки, що через конденсатор 51 з'єднана з загальним проводом, вторинна обмотка 52 котушки індуктивності 50 є виходом другої пазонної системи 47, що підключений до шостого виходу перемикача виду сигналу 41, середня точка котушки індуктивності 50 з'єднана з другим виходом перемикача виду сигналу 41, загальна точка варикапів 48 і 49 підключена до четвертого виходу перемикача виду сигналу 41, вихід другого джерела струму зсуву 53 підключений до першого входу перемикача виду сигналу 41, вихід детектора 46 через фільтр низької частоти 54 підключений до входу перетворювача в прямокутний сигнал 55, вихід якого підключений до шини виходу 56 приймача 36.

Пазонний пристрій високоефективної модуляції для приймально-передавальних систем зв'язку працює в такий спосіб. Розглянемо роботу передавача 1. Перемикачем 12 вибираємо вид вхідного сигналу: прямокутний меандр (генератор 9), псевдовипадковий прямокутний сигнал (генератор

10) чи синусоїдальний (генератор 11). З перемикача 12 сигнал обраної форми надходить на вхід підсилювача-обмежника 13 і вхід формувача імпульсів 14. Також на другий вхід формувача імпульсів 14 надходить сигнал синхронізації з генераторів 9, 10 і 11. Сформовані імпульси синхронізують роботу генератора накачування 4 і подаються на формувач коротких прямокутних імпульсів 34. Першим джерелом струму зсуву 31 установлюють режим роботи першої 7 чи другої 8 пазонної системи, що встановлюється перемикачем режимів 30. Сигнал з генератора накачування 4 надходить на обмотки накачування 20 першої пазонної системи 7 через перемикач режимів 30. У нижньому за схемою положенні перемикача 30 сигнал з генератора накачування 4 надходить на загальну точку варикапів 24 і 25 через ключ 33, що керується прямокутними імпульсами з формувача коротких прямокутних імпульсів 34. Посилений і обмежений по амплітуді вхідний сигнал з виходу підсилювача обмежника 13 через перемикач режимів 30 надходить на керуючу обмотку 17 першої пазонної системи 7, що виводить її з режиму, що чекає, і виводить у режим генерації в першій зоні нестійкості. В іншому положенні перемикача 30 сигнал з виходу підсилювача-обмежника 13 через резистор зв'язку 32 надходить на катод варикапа 25, що також виводить другу пазонну систему 8 з режиму, що чекає, і вводить у режим генерації в зоні нестійкості, обумовленою необхідною несучою частотою. Причому через ключ 33 на варикапи 24 і 25 подаються імпульси накачування в залежності від вхідного сигналу. Тому на вторинній обмотці 28 котушки індуктивності 26 другої пазонної системи 8 одержимо сигнал, представлений на фіг. 11. Цей сигнал пройшовши через смуговий фільтр ВЧ 29 і посилений блоком 3 надходить в антену. На резонансній обмотці 21 першої пазонної системи 7 одержимо сигнал, обмежений по спектру, що пройшовши через смуговий фільтр 5 і вихідний блок 35 надходить в антену. Вихідний блок 35 являє собою частотний модулятор з підсилювачем потужності. Розглянемо роботу приймача 36. Сигнал з антени надходить на вхід малошумлячого підсилювача 6 і далі на детектор 46, причому перемикач 41 визначає вид вхідного сигналу, підключаючи третю пазонну систему резонансною обмоткою 43 на вхід малошумлячого підсилювача 6, одержимо приймач частотно модульованого сигналу, підключаючи четверту пазонну систему 47 вторинною обмоткою 52 котушки індуктивності 50, одержимо приймач амплітудно-модульованого сигналу, що представляє собою радіоімпульси. Режим роботи пазонних систем 37 і 47 задається другим джерелом струму зсуву 53, що через перемикач виду сигналу 41 підключається до обмоток зсуву 42 третьої пазонної системи 37 чи до середньої точки котушки індуктивності 50. Сигнал з детектора 46 через фільтр низької частоти 54 надходить на вхід перетворювача в прямокутний сигнал 55, де відфільтрований від високих частот і близький до синусоїдального сигнал перетворюється в прямокутний.

Таким чином, використання інтегральної модуляції енергоємного параметра пазонної системи, обумовлює високу ефективність модуляції і демо-

дуляції в приймально-передавальних системах цифрового й аналогового зв'язку

Запропоноване технічне рішення може знайти застосування як приймально-передавальна апа-

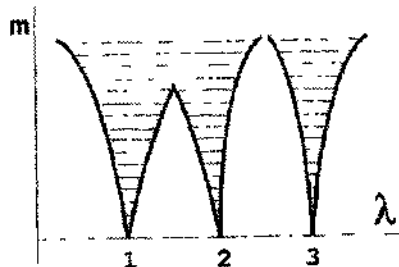


Fig. 1

ратура цифрового й аналогового зв'язку, схем модуляції і демодуляції, перетворювачів сигналів і в навчальному процесі

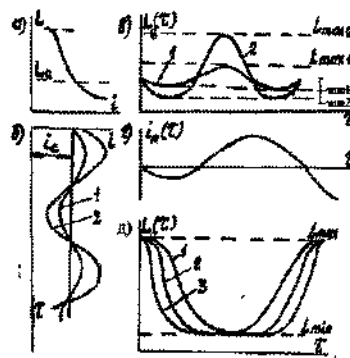
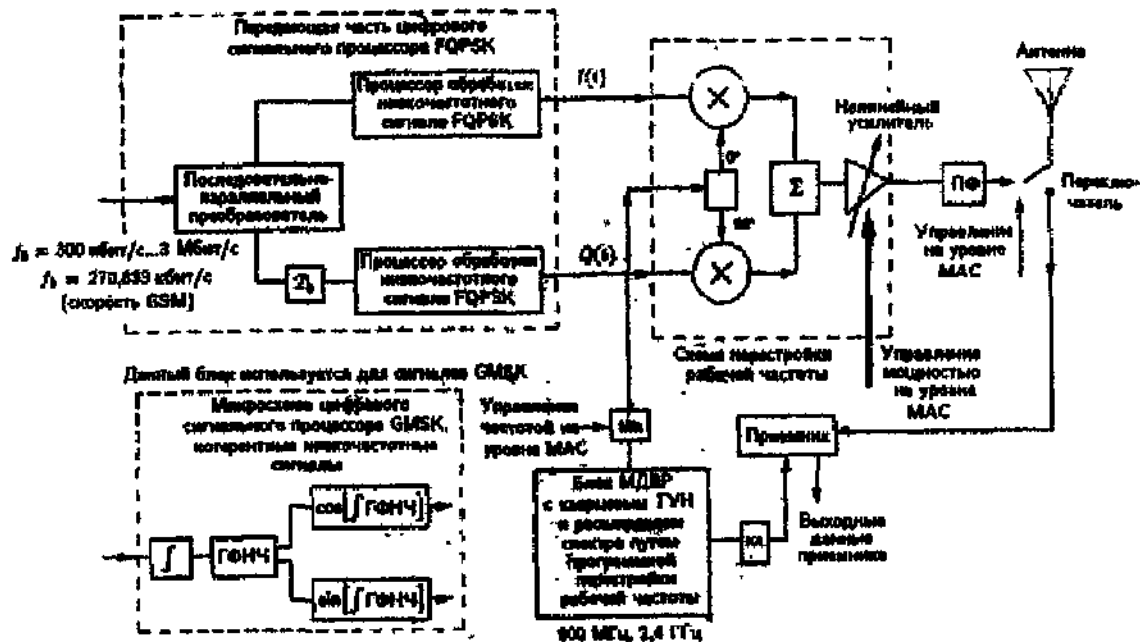
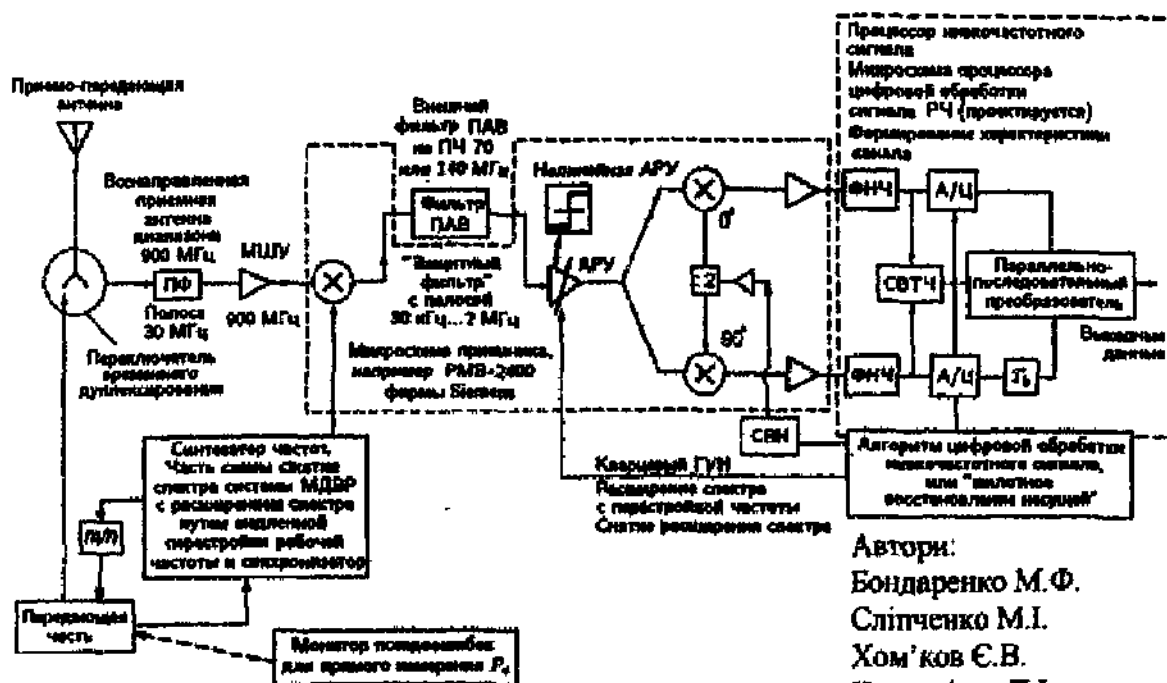


Fig. 3

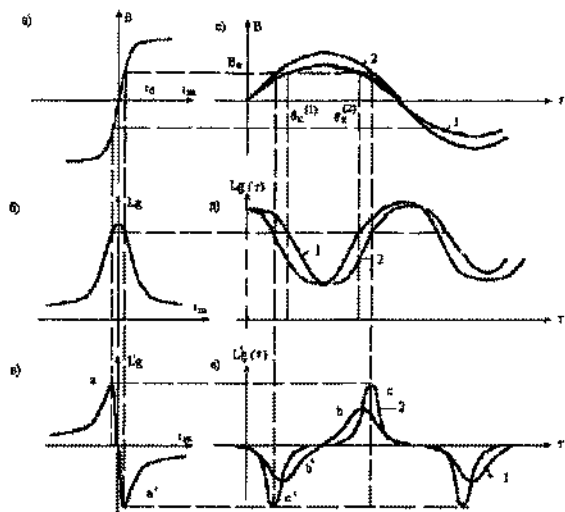


а)

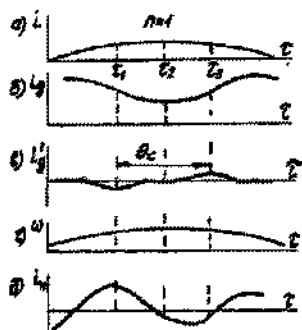


Авторы:
 Бондаренко М.Ф.
 Сліпченко М.І.
 Хом'ков Є.В.
 Чередніков П.І.
 Абдерразик М.

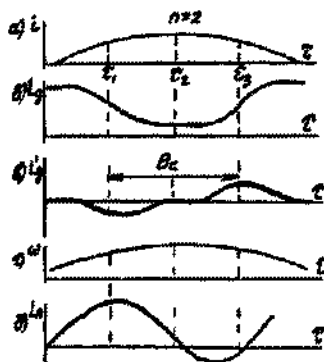
б)
 Fig. 2



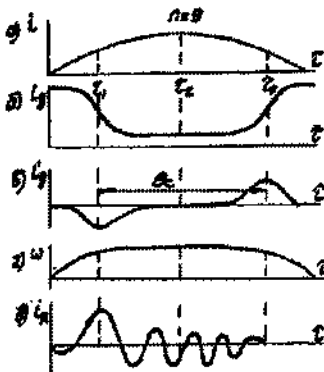
Фиг. 4



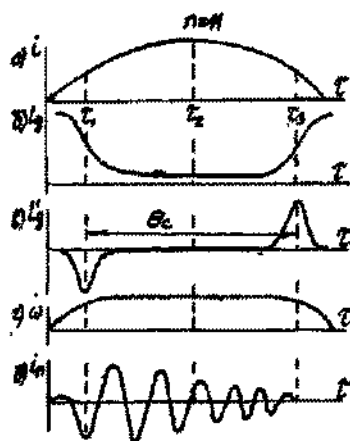
Фиг. 5



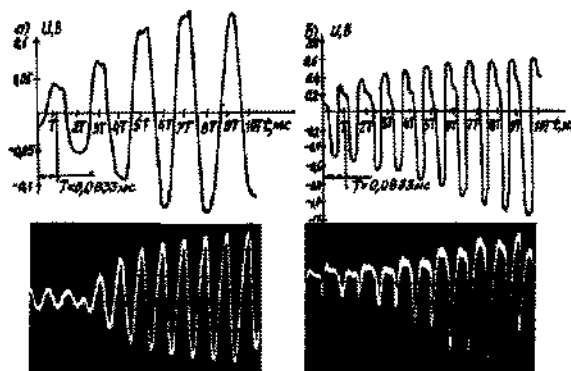
Фиг. 6



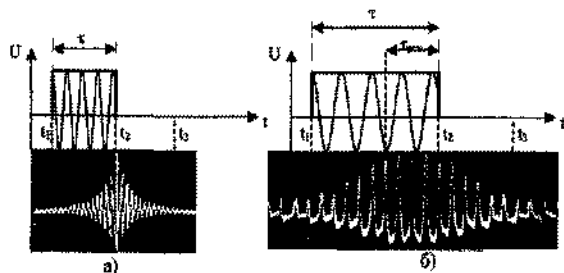
Фиг. 7



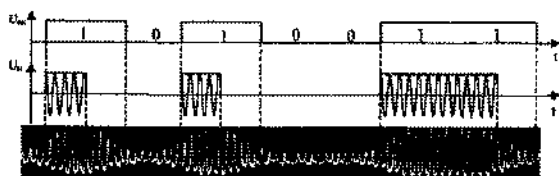
Фиг. 8



Фиг. 9



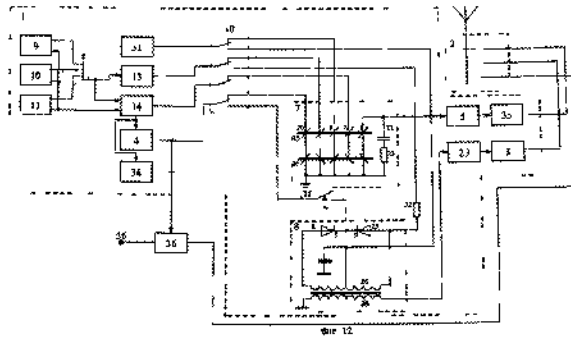
Фиг. 10



Фиг. 11

25

58467



26

