

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС

ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ
НА ВІНАХІДвидається під
відповідальність
власника
патенту

(54) ГЕНЕРАТОР ШУМУ З АВТОСТОХАСТИЧНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

(21) 99084612

(22) 11.08.1999

(24) 15.03.2001

(46) 15 03 2001, Бюл № 2, 2001 р

(72) Чайка Юрій Дмитрович, Лижніков Олексій
Олександрович(73) КИЇВСЬКИЙ ІНСТИТУТ ВІЙСЬКОВО-ПОВІТ-
РЯНИХ СИЛ(57) Генератор шуму з автостохастичною модуля-
цією, що містить керований частотно-модульо-
ваний генератор (далі ЧМГ), лінійний резонатор
та ланцюг зворотнього зв'язку між керуючим вхо-
дом ЧМГ та резонатором, виконаний в вигляді

послідовно включених вентиля, фільтра низьких частот, фільтра високих частот та підсилювача, який відрізняється тим, що до нього додатково введено другий резонатор, підключений до виходу ЧМГ паралельно першому, другий вентиль, підключений до виходу другого резонатора, та суматор, який включено між виходами першого та другого вентилів та входом фільтра низьких частот, причому перший та другий резонатор симетрично розстроєні по частоті відносно власної частоти ЧМГ, напрямки пропускання сигналів першого та другого вентилів протилежні, а підсилювач є інвертуючим.

Винахід відноситься до галузі радіотехніки, зокрема створення систем широкосмугового зв'язку, та може бути використаний при створенні генераторів шуму, призначених для досліджень та випробувань автоматичних систем, імітації перешкод, а також для генераторів шуму, що використовують в медичинській та технологічній практиці.

Для запропонованого винаходу існує два аналоги, які являють собою генератори хаотичних коливань радіочастотного діапазону та відносяться до класу автономних кільцевих коливальних систем [1,2]. Обидва генератори являють собою сукупність замкнених в кільце трьох елементів: частотно-модульованого генератора (далі - ЧМГ), нелінійного елемента та ланцюга зворотного зв'язку. Ланцюг зворотного зв'язку виконано у вигляді послідовно включених фільтрів низьких частот та підсилювача. Смура частот модульованих коливань на вході ЧМГ, визначається граничною частотою зрізу фільтра низьких частот. Вхідні коливання ЧМГ перетворюються в частотно-модульовані коливання та збуджують нелінійний елемент, передаточна характеристика якого нелінійна. Один з генераторів в якості нелінійного елемента використовує частотний дискримінатор, а другий - фазовий дискримінатор. В першому генераторі частотно-модульовані коливання збуджують частотний дискримінатор, передаточна характеристика якого в широкому діапазоні керуючих напруг є нелінійною. Сукупність ЧМГ та частотного дискримінатора створює нелінійну ланку, еквівалентну безінерційному елементу в генераторах

з інерційною затримкою [3]. В другому генераторі хаотичних коливань в якості нелінійного елемента використовується фазовий дискримінатор, на два входи якого надходять сигнал частотно-модульованих коливань від ЧМГ та сигнал опорного колювання (для випадку автономності дії генератора частота опорних коливань дорівнюється власній частоті ЧМГ), а на виході визначається сигнал, фаза якого визначається як синус різниці фаз вхідних сигналів. Сукупність ЧМГ та фазового дискримінатора створює в генераторі нелінійну ланку. Загальною рисою хаотичних коливань, які створюються генераторами з частотним та фазовим дискримінаторами, є те, що вони відносяться до типу коливань які визначаються як «подвійний завиток» [4]. При таких типах коливань енергетичний спектр хаотичних коливань нерівномірний, а симетрія спектру, відносно власної частоти ЧМГ є неконтрольованою.

Найбільш близький за технічною сутністю та результатом дії, що досягається, до запропонованого генератору шуму є обраний в якості прототипу генератор шуму з автостохастичною модуляцією [5,6,7]. Прототип являє собою автономну кільцеву систему, що містить керований ЧМГ, осцилятор та ланцюг зворотного зв'язку між керуючим входом ЧМГ та осцилятором, причому осцилятор є лінійним резонатором, а ланцюг зворотного зв'язку виконано у вигляді послідовно включених вентиля, фільтра низьких частот, фільтра високих частот та підсилювача. Взаємодія елементів генератора призводить до утворення системи з

частотно-нестійкими динамічними властивостями та з стохастичним коливальним процесом, що самопідтримується. Смуга частот модульованих коливань на вході ЧМГ визначається частотами зрізу фільтрів ЧМГ перетворює сигнали з області низьких частот в область відповідних високих частот. Вхідні коливання ЧМГ перетворюються в частотно-модульовані коливання та збуджують лінійний резонатор. Відгук резонатора пов'язаний зі зміною модулюючого збудження нелінійно, причому при збільшенні швидкості зміни частоти нелінійність відгуку стає суттєвою. Іншими словами лінійний резонатор у поєднанні з вентилем та збуджуючим в ньому коливаннями ЧМГ має нестійкі динамічні властивості. Фільтри високих та низьких частот ланцюга зворотного зв'язку дають можливість змінювати коливання керованого ЧМГ та лінійного резонатора і тим самим керувати їхніми динамічними нелінійними властивостями від яких залежить енергетичний спектр генерованого шуму. В порівнянні з аналогами в цілому це забезпечує рівномірність шумового спектру хаотичних сигналів, але в результаті несиметричності збудження резонатора відносно власної частоти ЧМГ обумовлює несиметричність спектрів хаотичних сигналів.

В основу винаходу покладена задача створення генератора шуму з автостохастичною модуляцією, що дає можливість створення широко-смугових сигналів з покращеним симетричним спектром. Це поліпшує технічні характеристики засобів, створюваних на основі таких генераторів.

Поставлена задача вирішується тим, що в генератор шуму з автостохастичною модуляцією, що містить керований ЧМГ, лінійний резонатор та ланцюг зворотного зв'язку між керованим входом ЧМГ та резонатором, виконаний в вигляді послідовно включених вентилів, фільтра низьких частот, фільтра високих частот та підсилювача, додатково включено другий резонатор, підключений до виходу ЧМГ паралельно першому, другий вентиль, підключений до виходу другого резонатора, та суматор, включений між виходами першого та другого вентилів та входом фільтра низьких частот, причому перший та другий резонатори симетрично розстроєні по частоті відносно власної частоти ЧМГ, напрямки пропускання сигналів першого та другого вентилів протилежні, а підсилювач є інвертуючим.

Завдяки включенню додаткових елементів до генератора якісно змінюється сутність його роботи в порівнянні з прототипом. В запропонованому генераторі шуму поєднання ЧМГ, двох симетрично розстроєних резонаторів, двох вентилів, напрямки пропускання яких різні, та суматора, який складає вихідні сигнали вентилів, створює очікуваний технічний результат - забезпечує симетричність енергетичного спектру хаотичних сигналів. Відповідно винаходу два резонатори симетрично розстроєні по частоті відносно власної частоти ЧМГ в різні сторони (вверх та вниз) на частоту порядку їх смуги пропускання і амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) та фазово-частотні характеристики (ФЧХ) резонаторів близькі по формі. Вхідні коливання ЧМГ перетворюються в частотно-модульовані коливання та збуджують симетрично розстроєні лінійні резонатори. Відгук кожного резонатора пов'язаний із зміною частотно-модульо-

ваного збудження симетрично відповідно власної частоти ЧМГ. Наявність в ланцюзі зворотного зв'язку фільтра низьких частот, фільтра високих частот та підсилювача забезпечує модуляційні автостохастичні коливання. Смуга частот, в якій знаходиться спектр вхідних модулюючих коливань ЧМГ, визначається частотами зрізу фільтрів. В цілому це веде до досягнення необхідного технічного результату - забезпечує можливість створення симетричного енергетичного спектру хаотичних сигналів відносно власної частоти ЧМГ.

Порівняльний аналіз із прототипом показує, що запропонований генератор шуму з автостохастичною модуляцією відрізняється новим виконанням ланцюга нелінійного підсилювача в генераторі, що свідчить про відповідність заявленому способу критерію винаходу "новизна". Взаємозв'язок елементів запропонованого генератора, що призводять до створення хаотичних коливань із симетричним енергетичним спектром відносно власної частоти ЧМГ, а також технічний результат, якого досягнуто завдяки цьому в сучасній техніці невідомі. Це забезпечує відповідність заявленому способу критерію "винахідницький рівень".

Графічні матеріали включають

- фіг 1 - структурна схема запропонованого генератора,
- фіг 2 - передаточна характеристика частотно-модульованого генератора,
- фіг 3 - типовий вигляд передаточної характеристики резонаторів та низькочастотного ланцюга генератора,
- фіг 4 - структурна схема запропонованого генератора шуму з розімкненим колом зворотного зв'язку,
- фіг 5 - функції Бесселя 1-го, 2-го, 3-го та 4-го порядку (для пояснення дії запропонованого генератора),
- фіг 6 - спектр коливань ЧМГ при гармонічній модуляції,
- фіг 7 - ФЧХ та АЧХ резонаторів генератора, гармоніки відгуку ЧМГ J_0, J_1 (у випадку гармонічного впливу),
- фіг 8 - векторні діаграми, що ілюструють зміну вектора зворотного сигналу при малих значеннях індексу частотної автотомодуляції,
- фіг 9 - векторні діаграми, що ілюструють зміну вектора зворотного сигналу при великих значеннях індексу частотної автотомодуляції,
- фіг 10 - зворотне відображення, типу "тент",
- фіг 11 - приклад послідовності хаотичних відображень на зворотному відображенні типу "тент",
- фіг 12 - залежність розмаху вихідного сигналу V_m від розмаху вхідного сигналу V_m для двох значень частоти, що відрізняються в 2 рази $\Omega_2 = \frac{1}{2} \Omega_1$, де лінія 1 - залежність при $\Omega = \Omega_1$, 2 - залежність при $\Omega = \Omega_2$;
- фіг 13 - часова реалізація сигналу на вході ЧМГ,
- фіг 14 - гістограми частоти розподілу миттєвих значень хаотичної напруги, створеної запропонованим генератором з автостохастичною модуляцією,

- фіг. 15 - гістограми частоти розподілу миттєвих значень випадкових значень чисел з нормальним законом розподілу, створюваних сучасною системою математичних розрахунків,

- фіг. 16 - енергетичний спектр сигналу на виході ЧМГ

Запропонований генератор шуму з автостохастичною модуляцією (фіг. 1) включає керований частотно-модульований генератор 1 (далі - ЧМГ), два симетрично розстроєних резонатори 2, 3, вентилі 4, 5, суматор 6, на вхід якого поступають сигнали з виходу вентилів 4,5, фільтр низьких частот 7, фільтр високих частот 8 та підсилювач 9. Елементи 1-6 являють собою нелінійний підсилювач. Всі елементи схеми 7-9 являють собою інерційний ланцюг

Взаємозв'язок вхідних та вихідних величин елементів генератора при розімкненому колі зворотного зв'язку у напрямку обходу контуру визначається співвідношеннями.

$$v_{mr} = V_{mr} \cos(2\pi f_0 t + Sv); \quad (1)$$

$$v_{p1} = L_{p1}(v_r); \quad (2)$$

$$v_{p2} = P_{p2}(v_r); \quad (3)$$

$$v_{v1} = v_{p1}(v_{p2}); \quad (4)$$

$$v_{v2} = v_{p2}[-1(v_{v1})]; \quad (5)$$

$$v_{v3} = v_{v1} + v_{v2}; \quad (6)$$

$$v_{f1} = L_{f1}(v_{v3}); \quad (7)$$

$$v_{f2} = L_{f2}(v_{f1}); \quad (8)$$

$$v = Av_{f2} \quad (9)$$

де V_{mr} , S - амплітуда коливань та коефіцієнт частотної чутливості керованого ЧМГ 1; L_{p1} , L_{p2} , L_{f1} , L_{f2} - оператори перетворення резонаторів 2,3 та фільтрів 7,8; $1(v)$ - одинична функція (функція Хевісайда), яка визначає передаточні властивості вентилів 4,5; A - коефіцієнт підсилення підсилювача 9.

При замкненому колі зворотного зв'язку величини v та \dot{v} співпадають (фіг. 1,4), і вони виступають в якості аргументу у співвідношенні (1) та функції у співвідношенні (9), що визначає автономність генератора. Коливання в ньому мають місце в двох частотних смугах (фіг.3): 1) в високочастотній (ВЧ) смузі, що лежить в околі рівноважної частоти f_0 , ЧМГ 1 (фіг.2) та резонансних частот f_{0p1} , f_{0p2} резонаторів 2,3; 2) в низькочастотній (НЧ) смузі, що лежить в околі граничних частот $F_{гр1}$, $F_{гр2}$ низькочастотного 7 та високочастотного 8 фільтрів. Вентилі 4, 5 забезпечують зсув коливань з ВЧ-смузи в НЧ-смузу з різними напрямками пропуску, суматор 6 складає вихідні сигнали з вентилів 4, 5, а керований ЧМГ 1 забезпечує зсув коливань в протилежному напрямку (з НЧ-смузи у ВЧ-смузу).

Досягнення позитивного ефекту, що полягає в створенні хаотичних коливань з симетричним спектром відносно власної частоти ЧМГ, забезпе-

чується у запропонованому винаході завдяки двом чинникам

1) врахуванню властивостей симетрії та антисиметрії фазово-частотного спектра коливань ЧМГ;

2) специфіці частотних та нелінійних властивостей резисторно-вентильних ланок, одну з яких для забезпечення симетрії введено додатково у порівнянні з прототипом

Сутність обох чинників зводиться до наступного [8].

Миттєва частота ЧМГ 1 (фіг. 1,4) унаслідок дії на нього керуючої напруги v змінюється відносно його власного значення згідно з співвідношенням

$$\omega_r(t) = \omega_0 + Sv, \quad (10)$$

де $S = \frac{d\omega_r}{dv}$ - частотна чутливість ЧМГ.

В випадку гармонічної зміни v з амплітудою V_m та кутовою частотою $\Omega = 2\pi F$ миттєва частота ЧМГ також змінюється гармонічно з девіацією $\omega_0 \pm 2\pi F = S V_m$:

$$\omega_r(t) = \omega_0 + \omega_0 \cos \Omega t, \quad (11)$$

чому відповідає вихідний сигнал ЧМГ виду

$$v(t) = V_{mr} \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t + \varphi_0) \quad (12)$$

де V_{mr} та амплітуда та початкова фаза коливань, а $m = \frac{\omega_0}{\Omega} = \frac{f_0}{F}$ - індекс частотної модуляції коливань

Вихідні коливання ЧМГ при гармонічній модуляції визначаються співвідношенням

$$v_r(t) = V_{mr} [J_0(m) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m) \cos(\omega_0 t + n\Omega t + \varphi_0) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(m) \cos(\omega_0 t - n\Omega t + \varphi_0)], \quad (13)$$

з якого випливає, що властивості симетрії амплітудно- та фазово-частотних спектрів (АЧС, ФЧС) різні:

- АЧС симетричний для всіх гармонік; їх амплітуди визначаються значенням функцій Бесселя n -го порядку $J_n(m)$ (фіг.5);

- ФЧС симетричний для парних та антисиметричний для непарних гармонік (на фіг.6 антисиметрія ФЧС для непарних гармонік врахована їх різною полярністю для нижньої та верхньої смуг спектру відносно ω_0).

Симетрія та антисиметрія ФЧС для парних та непарних гармонік є чинником, який в запропонованому винаході враховується як один з ключових.

Два резонатора запропонованого винаходу (елементи 2,3 на фіг. 1) симетрично розстроєні по частоті відносно власної частоти ЧМГ (ω_0) в різні

сторони (вверх та вниз) на частоту порядку їх смуги пропускання і АЧХ та ФЧХ резонаторів близькі по формі та відрізняються лише зсувом вздовж частотної осі (фіг 7, де АЧХ $H_{pm}(\omega)$ $H_{pn}(\omega)$ і ФЧХ $\varphi_{pm}(\omega)$, $\varphi_{pn}(\omega)$ резонаторів позначені індексами «п» та «в» відповідно напрямку їх розстроєння) Симетрія розстроєння резонаторів яка висловлюється рівністю

$$\omega_{0v} - \omega_{0n} = \omega_{0m} - \omega_{0k}, \quad (14)$$

та ідентичність їх добротності забезпечує наближені співвідношення

$$H_m(\omega_{0v} - \Omega) = H_{pn}(\omega_{0v} + \Omega), \quad (15)$$

$$\varphi_{pm}(\omega_{0v} - \Omega) \approx -\varphi_{pn}(\omega_{0v} + \Omega) \quad (16)$$

Згідно з співвідношенням (15), (16) непарні гармоніки верхньої та нижньої смуг спектру ЧМГ знаходяться в резонаторах 2 3 симетричні амплітудні але антисиметричні фазові зміни. Сумісно з різним напрямком прямого пропускання вентиляльних елементів 4 5 та наступним складанням їх вихідних сигналів суматором 6 ця обставина є другим ключовим чинником, який забезпечує створення енер-

гійним ланцюгом відгуку v , симетричного за формою відносно рівноважного рівня вхідного впливу ЧМГ $v = 0$ (фіг 4)

Позитивний результат сумісної дії обох чинників пов'язаний з границями діапазону, в

якому лежать значення частот Ω вхідних коливань ЧМГ. В запропонованому генераторі діапазон частот Ω визначається сумісною смугою пропускання низькочастотних фільтрів низьких та високих частот 7 8 (фіг 1,3,4). Цей діапазон обирається таким чином, щоб гармоніки верхньої смуги спектру коливань ЧМГ пропускалися резонатором, розстроєним вгору відносно (для визначеності, резонатор 2 на фіг 1 4), а гармоніки нижньої смуги спектру - резонатором розстроєним вниз (резонатор 3). На фіг 7 для ілюстрації приведено взаємне розташування частотних характеристик резонаторів та перших гармонік гармонічного впливу на ЧМГ.

Аналітичне врахування двох чинників для випадку малосигнального порушення рівноважного стану ЧМГ ($v = 0$) гармонічним сигналом

$$\tilde{v} = V_m \cos \Omega t, \quad (17)$$

з амплітудою V_m та частотою Ω яким відповідає мала величина індексу частотної модуляції

$$m_f = \frac{SV_m}{\Omega} \rightarrow 0, \quad (18)$$

зводиться до наступного

1. Відгук резонаторів на сумісну дію 0-ої та n-ої гармонік спектру при комплексному уявленні сигналів визначається співвідношеннями

$$\dot{V}_{pv} = V_m e^{j(\omega_{0v} + \Omega t)} [J_0(m_f) H_{pv}(\omega_{0v}) e^{j\varphi_{pv}(\omega_{0v})} + (-1)^n J_n(m_f) H_{pv}(\omega_{0v}) e^{j\Omega t} e^{j\varphi_{pv}(\omega_{0v})}], \quad (19)$$

$$\dot{V}_{pn} = V_m e^{j(\omega_{0n} + \Omega t)} [J_0(m_f) H_{pn}(\omega_{0n}) e^{j\varphi_{pn}(\omega_{0n})} + (-1)^n J_n(m_f) H_{pn}(\omega_{0n}) e^{j\Omega t} e^{j\varphi_{pn}(\omega_{0n})}], \quad (20)$$

де для скорочення запису використані позначення

$$\omega_{0v} = \omega_{0k} + n\Omega \quad \omega_{0n} = \omega_{0k} + n\Omega,$$

рів, значення повних фаз обидвох виявляються однаковими

$$\varphi_{pv}(t) = \varphi_{pn}(t), \quad (21)$$

2. Обвідні відгуки резонаторів $V_{pv}(t)$, $V_{pn}(t)$ визначаються в результаті складання додатків співвідношень (19), (20) в площині комплексних змінних, з урахуванням того, що при $m_f \rightarrow 0$ складання приводить до співвідношень

$$V_{pv}(t) = V_m [J_0(m_f) H_{pv}(\omega_{0v}) + J_n(m_f) H_{pv}(\omega_{0v}) \cos \varphi_{pv}(t)], \quad (22)$$

$$V_{pn}(t) = V_m [J_0(m_f) H_{pn}(\omega_{0n}) + (-1)^n J_n(m_f) H_{pn}(\omega_{0n}) \cos \varphi_{pn}(t)], \quad (22)$$

де $\varphi_{pv}(t)$, $\varphi_{pn}(t)$ - повні фази коливань перемінних складових обвідних

$$\varphi_{pv}(t) = n\Omega t + \varphi_{pv}(\omega_{0v}) - \varphi_{pv}(\omega_{0k}), \quad (24)$$

$$\varphi_{pn}(t) = n\Omega t + \varphi_{pn}(\omega_{0n}) - \varphi_{pn}(\omega_{0k}), \quad (25)$$

З урахуванням співвідношень (15), (16), які визначають взаємозв'язок АЧХ та ФЧХ резонато-

3. Вихідні сигнали вентилів 4,5 (фіг 1,4) являють собою послідовність косинусоїдальних імпульсів з кутом відсічки, рівним 90° , та змінною висотою, рівного поточному значенню обвідний. Низькочастотні складові вихідних сигналів вентилів пропорційні середнім значенням косинусоїдальних імпульсів за період високо-частотних коливань частоти ω_{0k} . З урахуванням різниці напрямку пропускання вентилів 4, 5 (пропускання позитивних імпульсів вентилем 4 та негативних імпульсів вентилем 5) усереднені значення косинусоїдальних імпульсів визначаються співвідношеннями

$$v_{sv}(t) = \frac{1}{\pi} V_{pv}(t) = V_{pv}^{(0)} + \tilde{v}_{sv}, \quad (27)$$

$$v_{sn}(t) = -\frac{1}{\pi} V_{pn}(t) = V_{pn}^{(0)} + \tilde{v}_{sn}; \quad (28)$$

де символами $V_{\text{вв}}^{(0)}$, $V_{\text{вн}}^{(0)}$ позначені постійні складові вихідних сигналів вентилів, а $\tilde{V}_{\text{вв}}$, $\tilde{V}_{\text{вн}}$ - їх змінні складові.

З урахуванням відношень (15), (16), (22), (23), (26)-(28) складові вихідних сигналів вентилів визначаються співвідношеннями:

$$V_{\text{вв}}^{(0)} = -V_{\text{вн}}^{(0)}; \tilde{V}_{\text{вн}} = (-1)^{n+1} \tilde{V}_{\text{вв}}. \quad (29)$$

4. Вихідний сигнал суматора $v_{\text{вц}}$ унаслідок рівності модулів, але протилежності знаків постійних складових вихідних сигналів вентилів визначається співвідношенням:

$$v_{\text{вц}} = \tilde{V}_{\text{вв}} + \tilde{V}_{\text{вн}} = [(-1)^{n+1}] \tilde{V}_{\text{вв}}. \quad (30)$$

з якого слідує, що непарним гармонікам спектра ЧМГ відповідає чисто гармонічна вихідна напруга суматора, а парні гармоніки спектру не викликають вихідної напруги:

$$v_{\text{вц}} = \begin{cases} 2\tilde{V}_{\text{вв}} = \frac{2}{\pi} V_{\text{мг}} J_n(m_f) H_{\text{рв}}(\omega_{\text{рв}}) \cos \varphi_{\text{рв}}(t), & n = 1, 3, 5, \dots \\ 0, & n = 0, 2, 4, \dots \end{cases}$$

5. Зворотний сигнал ланцюга кільцевого

зворотного зв'язку v (фіг.4) визначається співвідношенням (31), поданим в комплексній формі, передаточними функціями фільтрів 7,8 та підсилювача 9. Каскадне включення фільтрів означає, що їх сумісна комплексна частотна характеристика Нф визначається множенням характеристик кожного:

$$H_{\text{ф}} = H_{\text{фн}} H_{\text{фв}}. \quad (32)$$

З урахуванням інверсності та безінерційності підсилювача 9 комплексна амплітуда зворотного сигналу визначається

$$\tilde{V}_{\text{м}} = -\frac{2}{\pi} A V_{\text{мг}} J_n(m_f) H_{\text{рв}}(\omega_{\text{рв}}) H_{\text{ф}}(n\Omega) e^{j(\varphi_0 + \varphi_{\text{ф}}(n\Omega))}, \quad (33)$$

де $H_{\text{ф}}(n\Omega)$, $\varphi_{\text{ф}}(n\Omega)$ - значення сумісних АЧХ та ФЧХ обох фільтрів на частоті зворотного сигналу; φ_0 - початкова фаза вихідного сигналу суматора (вихідного сигналу фільтрів):

$$\varphi_0 = \varphi_{\text{рв}}(\omega_{\text{рв}}) - \varphi_{\text{рв}}(\omega_{\text{р}}) = \varphi_{\text{рн}}(\omega_{\text{р}}) - \varphi_{\text{рн}}(\omega_{\text{рв}}). \quad (34)$$

Гармонійність зворотного сигналу означає симетрію зміни частоти ЧМГ та складає основу досягнення позитивного ефекту - створення хаотичних коливань з симетричним спектром. Близькі до

гармонічних коливання зворотного сигналу v мають місце при $m_f < 1$, коли $J_1(m_f) \gg J_3(m_f)$ і вплив 3-ї гармоніки менше на зрівняння з 1-ю гармонікою. Виникнення гармонічних коливань частоти передбачає виконання умов:

$$\varphi_0 + \varphi_{\text{ф}}(\Omega) = \pm(2k+1)\pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (35)$$

$$V_{\text{м}} = \frac{2}{\pi} A V_{\text{мг}} J_1\left(\frac{SV_{\text{м}}}{\Omega}\right) H_{\text{рв}}(\omega_{\text{р}} + \Omega) H_{\text{ф}}(\Omega). \quad (36)$$

які реалізуються за допомогою вибору частотних характеристик фільтрів 7, 8, чутливості ЧМГ S та коефіцієнта підсилення A підсилювача 9. При малих значеннях m_f вплив параметрів A , S , $V_{\text{мг}}$ є мультиплікативним, що впливає з наближення $J_1(m_f) \approx \frac{1}{2} m_f$, з урахуванням якого співвідношення (33) набуває вигляду.

$$ASV_{\text{мг}} H_{\text{рв}}(\omega_{\text{р}} + \Omega) H_{\text{ф}}(\Omega) \approx \pi \Omega. \quad (37)$$

Із зростанням коефіцієнта підсилення A , це параметр, зміна якого є найбільш раціональною,

розмах коливань зворотного сигналу v зростає. Хаотичні коливання мають місце в випадку високого розмаху, коли $m_f > 1$, і виявляються два сильних нелінійних ефекта, якими обумовлено виникнення хаотичних коливань

Перший з цих ефектів полягає в виникненні немонотонності зворотного відображення розмаху керуючих коливань ЧМГ $V_{\text{м}} \mapsto \tilde{V}_{\text{м}}$, яка настає зі зростанням m_f внаслідок зміни механізму формування обвідної високочастотних коливань резонаторів 2,3. Обвідні відгуків резонаторів (дивися вище п.п 1,2) визначаються в результаті складання в площинах комплексних змінних двох складових відгуку для кожного резонатора: 1) пропорційної $J_0(m_f)$ на власній частоті ЧМГ; 2) пропорційної $J_1(m_f)$ на частотах перших гармонік бокових смуг спектра ЧМГ (співвідношення (19)-(23), фіг.7) Зокрема, для резонатора 2 ці складові виражаються співвідношеннями:

$$A_{\text{рв}}(t) = J_0(m_f) H_{\text{рв}}(\omega_{\text{р}}) V_{\text{мг}} e^{j\varphi_{\text{рв}}(\omega_{\text{р}})} e^{j(\omega_{\text{р}} t + \varphi)}, \quad (38)$$

$$\tilde{B}_{\text{рв}}(t) = J_1(m_f) H_{\text{рв}}(\omega_{\text{р}}) V_{\text{мг}} e^{j\varphi_{\text{рв}}(\omega_{\text{р}})} e^{j(\omega_{\text{р}} t + \varphi)}. \quad (39)$$

Внаслідок різниці частот $\omega_{\text{р}}$ та $\omega_{\text{в}} = \omega_{\text{р}} + \Omega$ в площині комплексних змінних вектор $\tilde{B}_{\text{рв}}(t)$ обертається відносно вектора $\dot{A}_{\text{рв}}(t)$, а обвідна відгуку резонатора визначається його годографом (фіг. 8). Збільшення m_f супроводжується зростанням $|\tilde{B}_{\text{рв}}(t)|$, що при $|\tilde{B}_{\text{рв}}(t)| < |\dot{A}_{\text{рв}}(t)|$ призводить до зростання розмаху зворотного сигналу кільцевого зворотного зв'язку.

У випадку протилежної нерівності $|\tilde{B}_{\text{рв}}(t)| < |\dot{A}_{\text{рв}}(t)|$, яка настає при збільшенні m_f внаслідок різниці залежностей $J_0(m_f)$, $J_1(m_f)$ (фіг.5), зміна обвідної визначається обертанням вектора $\dot{A}_{\text{рв}}(t)$ навколо вектора $\tilde{B}_{\text{рв}}(t)$ (фіг.9). Збільшення m_f призводить до зменшення $\dot{A}_{\text{рв}}(t)$ внаслідок зменшення $J_0(m_f)$ і при $m_f = 2.45$ обвідна стає незмінною, а зворотний сигнал перетворюється в 0.

В цілому зворотнє відображення розмаху вхідного сигналу ЧМГ має немонотонну форму (фіг. 10), яка близька до відображення типу «тент» [9]. Положення пікової точки відображення зі зростанням коефіцієнта підсилення A підсилювача 9

зміщується вгору вздовж осі V_m . Точка перетину P зворотного відображення та лінії Ламерея OQ відповідає рівноважному стану генератора. Положення точки P на спадаючій ділянці зворотного відображення відповідає хитливій рівновазі, і коливання генератора стають хаотичними, причому хаос полягає в випадковій зміні розмаху коливань. (фіг. 11)

Другий нелінійний ефект полягає в тому, що відгук резонаторів 2,3 при їх перестроюванні залежить від розмаху зміни частоти ЧМГ 1 та швидкості частотної перестройки резонаторів [10]. Результат динаміки перестройки резонаторів полягає в залежності розмаху зворотного сигналу V_m не тільки від розмаху вхідного сигналу V_m , але і від частоти цього сигналу:

$$V_m = f(V_m, \Omega), \quad (39)$$

причому меншій швидкості перестройки відповідає більший розмах відгуку. На фіг. 12 цей ефект ілюструється задержками V_m від V_m для двох значень частоти Ω , що відрізняються в 2 рази $\Omega_2 = \frac{1}{2} \Omega_1$; з збільшенням розмаху V_m меншій частоті перестройки відповідають більш високі значення V_m .

Можливості математичного аналізу цього нелінійного ефекту обмежені крайніми випадками малої та високої швидкості перестройки, але якісно він виявляється в широкому діапазоні зміни частот [6,7].

Сумісна дія обох нелінійних ефектів призводить до хаотичної зміни розмаху та частоти коливань вхідного впливу ЧМГ v . При збільшенні коефіцієнта підсилення A підсилювача 9 квазігармонічні коливання постійної частоти, яким відповідає зворотнє відображення фіг. 11 втрачають стійкість. Втрата стійкості призводить до хаотичних змін V_m , розмах яких з зростанням A збільшується. При цьому з'являються субгармонічні частоти коливань частоти Ω , найбільш інтенсивними з яких є коливання частоти $\frac{\Omega}{2}$ [11].

Субгармонічні коливання викликають відгук на свій вплив, який є інтенсивним, але він все одно закінчується у часі, оскільки умови для їх безупинного підтримання в кільцевому ланцюзі не виконуються. В цілому процес коливань є турбулентним і характеризується сумісною зміною розмаху та частоти коливань в усіх перетинах кільцевої системи. При цьому хаотичні коливання локалізуються в різноманітних смугах частот: (1) низькочастотних широкосмугових коливань в сумісній смузі пропускання фільтрів 7, 8; (2) смугові хаотичні коливання в смугах пропускання резонаторів 2, 3, (3) широкосмугові ЧМ-коливання ЧМГ 1, які можуть охоплювати смугу до 2-4-х октав з середньою частотою, рівною власній частоті ЧМГ (ω_{0r}).

Симетрія енергетичного спектра хаотичних коливань ЧМГ відносно його власної частоти, що складає позитивний ефект винаходу, є результатом симетричного розподілу миттєвих значень зворотного сигналу v кільцевої системи на вході ЧМГ 1 відносно рівноважного 0-го рівня. Симетричний розподіл є наслідком гармонійності малосигнального зворотного сигналу, яка відповідає співвідношенням (33), (34). Аналітичне обґрунтування симетричності хаотичного зворотного сигналу недоступне, проте математичне моделювання свідчить, що воно має місце. Схемотехнічним чинником, з якого виникає симетрія, є наявність сукупності симетрично включених елементів (двох резонаторів, двох вентилів та суматора) замість одного резонатора та вентилю в прототипі.

Для прикладу реалізації робота запропонованого генератора шуму була перевірена за допомогою комп'ютерного моделювання, при цьому використовувалась його структурна схема фіг. 1.4. В якості параметрів системи обирались власна частота ЧМГ 1 f_0 , добротність резонаторів 2,3 Q , розстрій резонаторів 2,3 відносно власної частоти

$$\text{ЧМГ 1 } \Delta f_p = \frac{\omega_{0r} - \omega_{0n}}{2\pi} = \frac{\omega_{0b} - \omega_{0r}}{2\pi}, \text{ частота зрізу}$$

фільтрів низької 7 та високої 8 частоти (F_n та F_b відповідно), та коефіцієнт $\xi = SA$ яким враховується мультиплікативна дія чутливості S та коефіцієнта підсилення A . Можливість генерування шумових коливань з симетричним спектром була перевірена в широкому діапазоні зміни параметрів. Так діапазон параметрів, в якому проводились дослідження генератора обирались для c , від 0 до 20, для Δf_p від 250 Гц до 1250 Гц, для Q від 25 до 50. В якості фільтрів низьких 7 та високих 8 частот обирались фільтри Баттеворта 2-го порядку. Для фільтрів частота F_n обиралась такою, щоб була меншою F_b приблизно в 3-5 разів. Далі приводяться отримані результати моделювання, які відповідають наступним конкретним значенням параметрів $f_0 = 5000$ Гц, $Q = 25$, $\Delta f_p = 500$ Гц, $F_n = 200$ Гц, $F_b = 600$ Гц та $\xi = 5$. На фіг. 13 показана часова реалізація миттєвих значень напруги на вході ЧМГ 1, яка показує, що вони мають випадковий вигляд, а на фіг. 14 показана гістограма частоти розподілу hist миттєвих значень напруги цієї реалізації. Для порівняння з цією гістограмою на фіг. 15 показана гістограма частоти випадкових значень чисел з нормальним законом розподілу $V_{\text{ном}}$, створюваних функцією rndn сучасної системи математичних розрахунків MathCad 7.0 Pro на персональному комп'ютері. Вигляд фіг. 14 свідчить про те, що він наближається до ідеального. На фіг. 16 показано енергетичний спектр сигналу радіочастотного спектру на виході ЧМГ 1, на якому можливо побачити, що частоти відносно власної частоти ЧМГ 1 розміщені також симетрично.

Параметри генератора шуму обирались у відповідності з параметрами дійсно існуючих стандартних елементів, які використовуються в сучасній радіoeлектроніці, а їхню роботу повністю описано в [12]. Так, базою для керованого ЧМГ 1 може служити генератор, керований напругою, типу K531ГГ1 в стандартному включенні, резонатори 2,3 - являють собою модель RLC-коливального контуру, яка може бути виконана на операційних

підсилювачах [13]; підсилювач 9, інвертори 4,5 та суматор 6 виконуються за стандартними схемами, а їхню роботу описано в [14].

Основними технічними результатами запропонованого винаходу є симетричність енергетичного спектру. Супутні корисні властивості винаходу полягають у можливостях простого керування шириною енергетичного спектру шуму.

Джерела інформації:

1. V.P. Ponomarenko, S.F. Zaulin and V.V. Matrosov, The Oscillations Regimes in the Nonlinear Multistable Systems with the Frequency and Phase Control. - Proc. NDES'95: 3rd Int. Specialist Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems. Dublin, Ireland, 28 - 29 July, 1995. - pages 107-110.

2. G.Kolumban, B.Vizan, Nonlinear Dynamics and Chaotic Behavior of the Analog Phase-Locked Loop. - Proc. NDES'95: 3rd Int. Specialist Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems. Dublin, Ireland, 28 - 29 July, 1995. - pages 99-102.

3. Дмитриев А.С., Кислов В.Я. Стохастические колебания в радиофизике и электронике. М.: Наука, 1989.-280 с

4. Матсумото Т. Хаос в электронных схемах. - ТИИЭР, 1987, т. 75, № 8. - с. 66-87.

5. Патент на винахід № 10839А, МПК5 Н 03 В 29/00. Генератор шуму з автостохастичною модуляцією Чайка Ю.Д., Лисоченко С.В. - Бюлетень, 25.12.1996, №4.

6. Чайка Ю.Д., Лисоченко С.В. Турбулентність в кільцевій електронній системі з частотно-часовою нелінійністю. - Вісник Київського універси-

тету. Серія: фізико-математичні науки, 1998, № 1 - с. 291-300.

7. Chaika Yu.D., Lysochenko S.V. Doubling torus turbulence in the looped electronic system with embedded FM-oscillator. - Proc. NDES'95: 3rd Int. Specialist Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems. Dublin, Ireland, 28 -29 July, 1995. - pages 111-114.

8. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы - М.: Высшая школа, 1988. -448с.

9. Хаслер М. Передача информации с использованием хаоса. Последние достижения — Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998, №11 (Специальный выпуск: Информационные аспекты динамического хаоса), с.33 - 43.

10. Мартынов В.А., Селихов Ю.И. Панорамные приемники и анализаторы спектра, 2 изд. - М.: Сов. Радио, 1980. - 352 с.

11. Берже П., Помо И., Видаль К. Порядок в хаосе. О детерминистском подходе к турбулентности. Перевод с французского. М.: Мир, 1991. 328 с.

12. Шило В.Л. Популярныe цифровые микросхемы. Справочник. - М.: Радио и связь, 1988. - 352 с.

13. Чайка Ю.Д., Киселев А.К., Ляхов В.Ф. Теория электрических и радиотехнических цепей. Ставрополь. СВВИУС. 1988. - 606 с.

14. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Сов. радио, 1979. - 368 с.

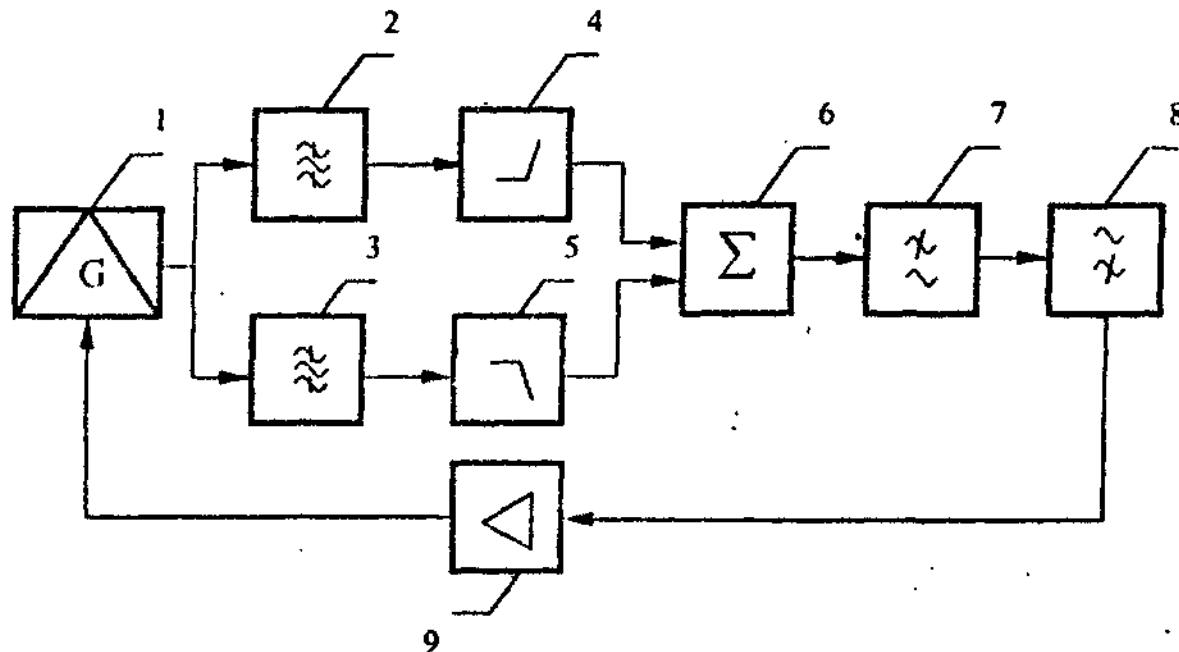
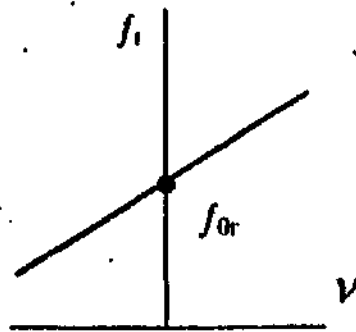
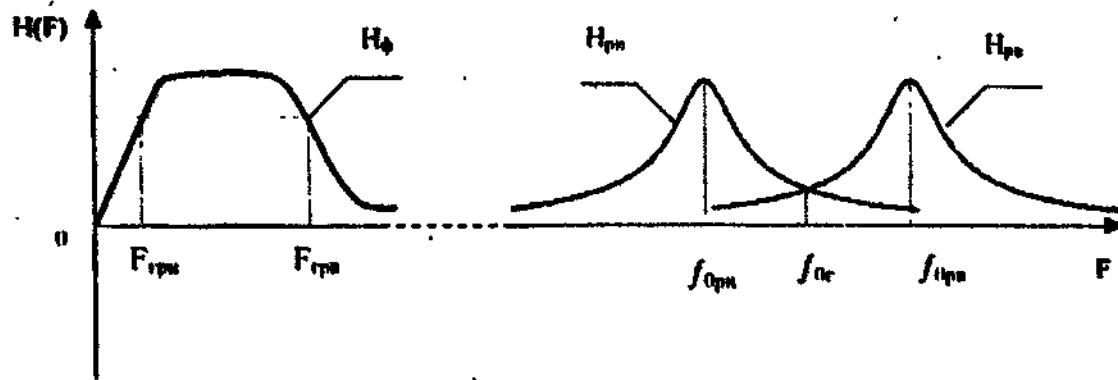


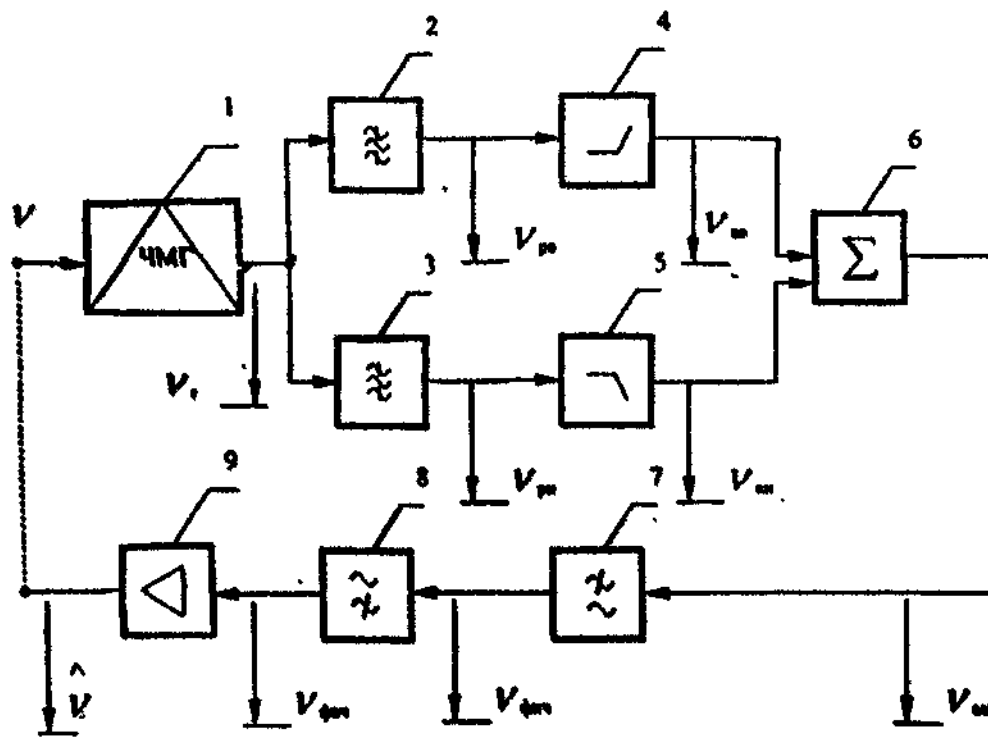
Fig. 1



Фиг. 2



Фиг. 3



Фиг. 4

Fig. 7

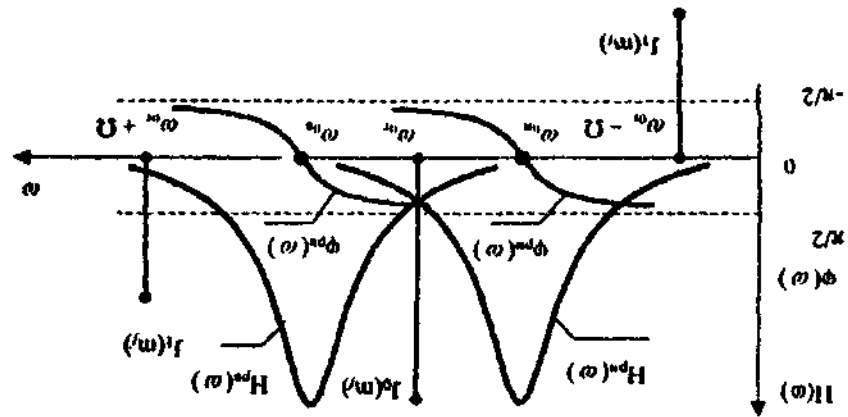


Fig. 6

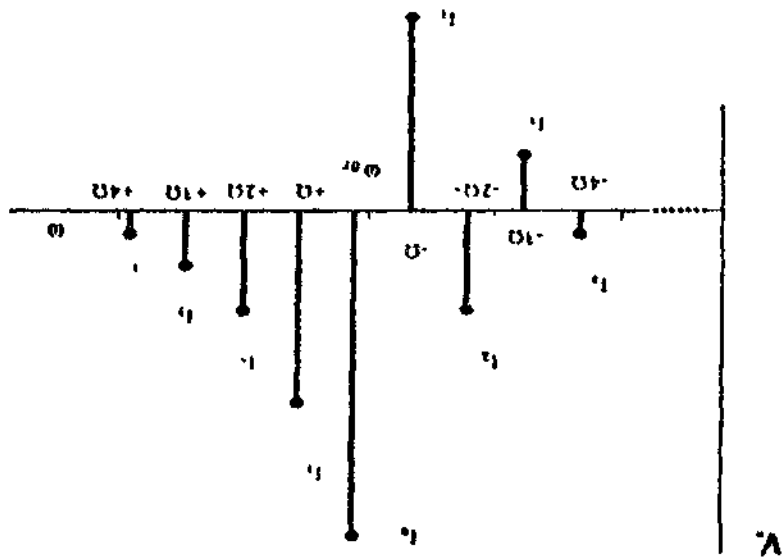
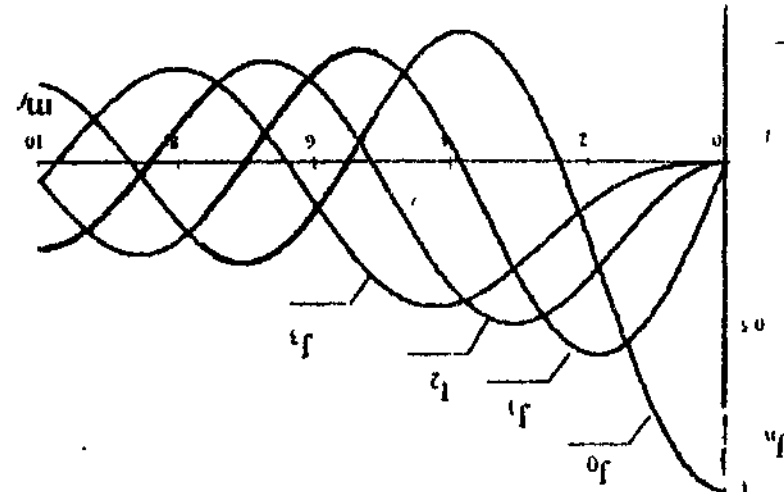


Fig. 5



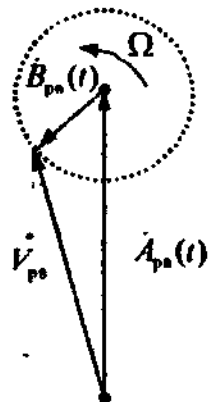


Fig. 8

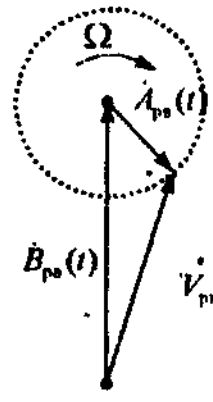


Fig. 9

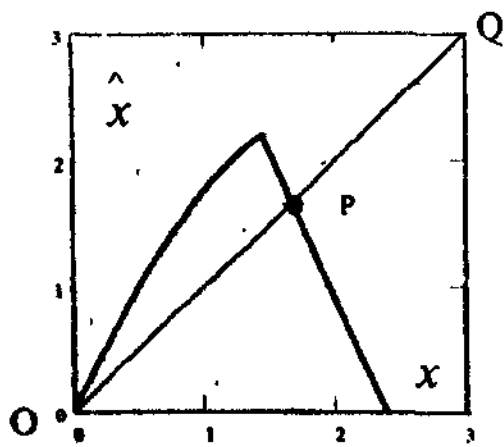


Fig. 10

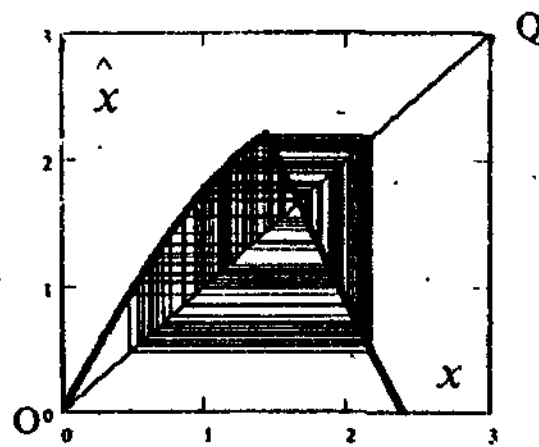


Fig. 11

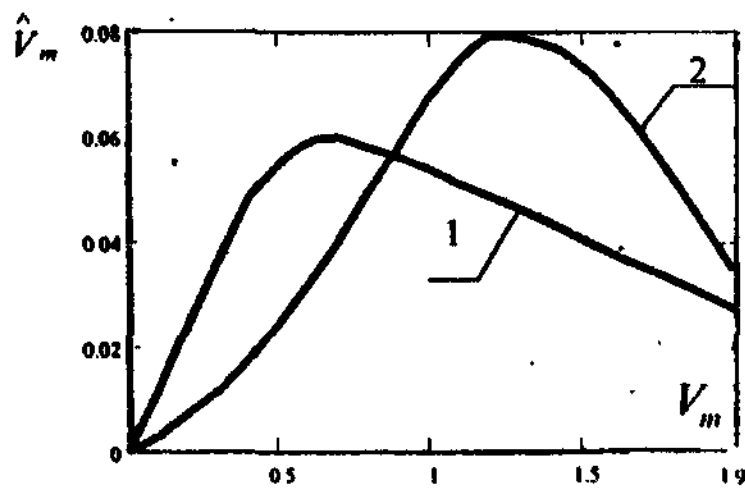
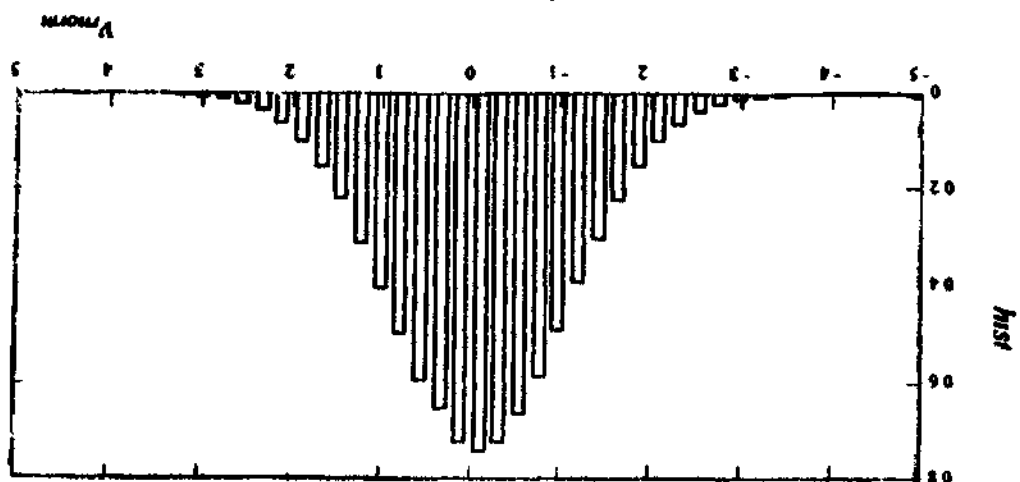
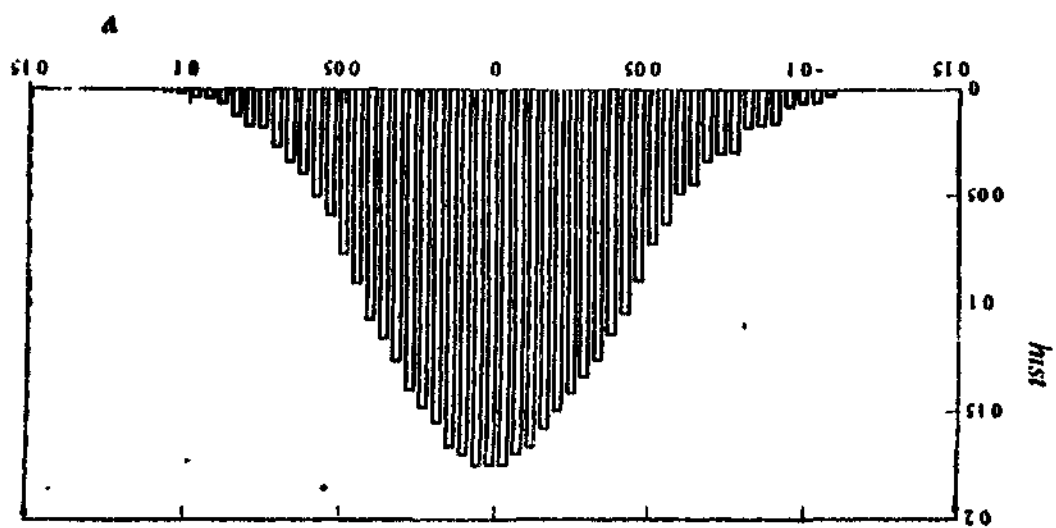
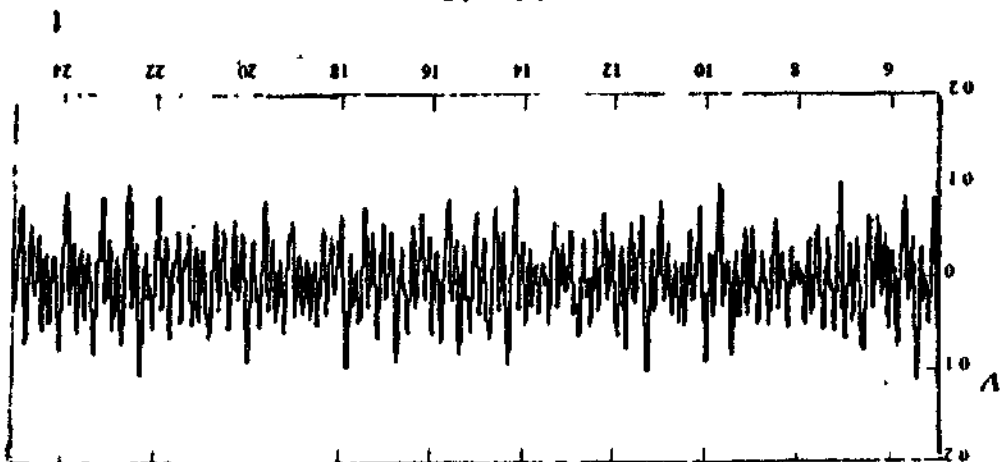
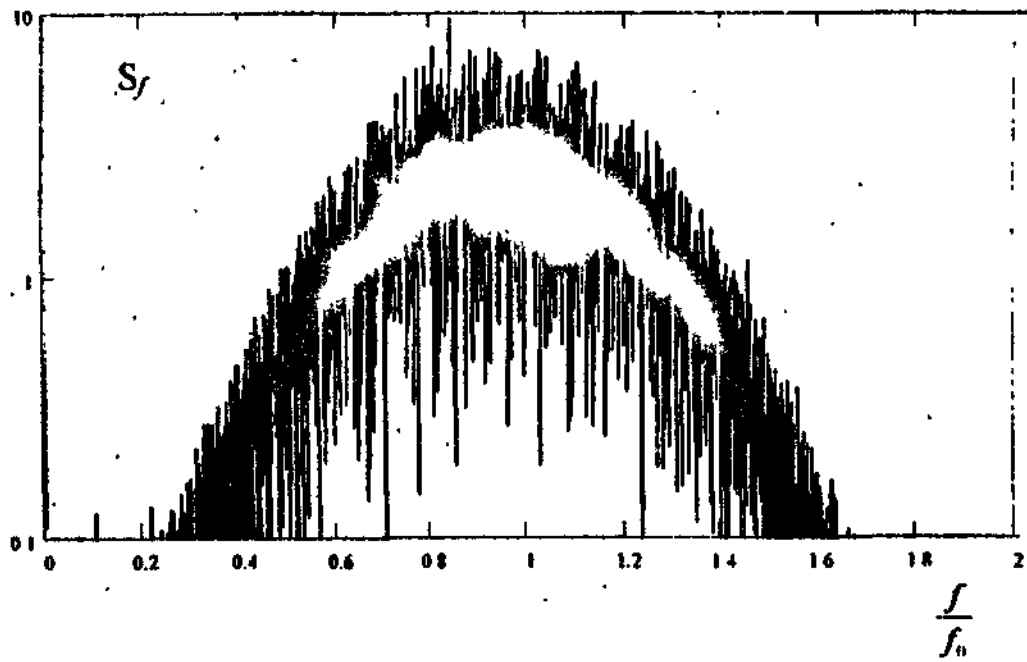


Fig. 12

Φ_{15}  Φ_{14}  Φ_{13} 



Фиг. 16

Тираж 50 экз.

Відкрите акціонерне товариство «Патент»
Україна, 88000, м. Ужгород, вул. Гагаріна, 101
(03122) 3 - 72 - 89 (03122) 2 - 57 - 03
