

**РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ
АПАРАТОБУДУВАННЯ**
**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ
АППАРАТОСТРОЕНИЕ**
**RADIOELECTRONICS AND RADIOELECTRONIC
EQUIPMENT MANUFACTURING**

УДК 621.396.6

**М. А. Філінюк, д. т. н., проф.; О. М. Куземко, асп.;
Салех М М Журбан, асп.; Л. Б. Ліщинська к. т. н., доц.**

**Н. А. Филинюк, д. т. н., проф.; А. М. Куземко, асп.; Салех М М Журбан, асп.;
Л. Б. Лищинская, к. т. н., доц.**

**N. Filyniuk, Dr. Sc. (Eng.); A. Kuzemko, Post-Graduate; Saleh M M Jorban, Post-
Graduate; L. Lischinska, Cand. Sc. (Eng.), Assist. Prof.**

**АКТИВНІ НВЧ ФІЛЬТРИ НА БАЗІ ДВОЗАТВОРНИХ
ТРАНЗИСТОРІВ ШОТТКИ**

**АКТИВНЫЕ СВЧ ФИЛЬТРЫ НА БАЗЕ ДВУХЗАТВОРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ
ШОТТКИ**

**ACTIVE ULTRAHIGH FREQUENCY FILTERS ON THE BASIS OF
DUAL-GATE FET**

*Запропоновано новий спосіб реалізації напівпровідникової котушки індуктивності на дво-
затворному польовому транзисторі Шоттки та синтезовано на її основі схеми активних НВЧ філь-
трів. Також наведено результати математичного моделювання розроблених активних взаєм-
них та невзаємних фільтрів, які показують, що розроблена активна індуктивність дозволяє
реалізувати НВЧ фільтри у інтегральному вигляді.*

*Предложен новый способ реализации полупроводниковой катушки индуктивности на двухза-
творном полевом транзисторе Шоттки и синтезированы на ее основе схемы взаимных и невзаим-
ных активных СВЧ фильтров. Также приведены результаты математического моделирования раз-
работанных активных фильтров, которые показывают, что разработанная активная индуктив-
ность позволяет реализовать СВЧ фильтры в интегральном виде.*

*There had been suggested the new method for the realization of the semiconductor inductor based
on the dual-gate FET and synthesized on its basis the circuits of the reciprocal and nonreciprocal ac-
tive ultrahigh filters. There had been given the results of the mathematic simulation of the developed
active filters, which demonstrate, that the developed active inductivity allows to realize the ultrahigh
frequency filters in the integral kind.*

Вступ

Основним елементом аналогових процесорів, багатозначних логічних схем і оптималь-
них інформаційних систем, що використовують в якості носія інформації електромагнітні
коливання, є частотні фільтри.

Частотна вибірковість фільтрів залежить від добротності їх елементів. З підвищенням
частоти і зменшенням геометричних розмірів добротність реактивних елементів зменшу-
ється, що спричиняє погіршення вибірковості.

Метою роботи є подолання цих недоліків за рахунок використання дво-затворного тра-
нзистора Шоттки (ПТШ2), як узагальненого перетворювача імітанса (УПІ), для створен-
ня високодобротних напівпровідникових однокристальних індуктивностей і активних

НВЧ фільтрів на їх основі.

Вступление

Основным элементом аналоговых процессоров, многозначных логических схем и оптимальных информационных систем, использующих в качестве носителя информации электромагнитные колебания, являются частотные фильтры.

Частотная избирательность фильтров зависит от добротности их элементов. С повышением частоты и уменьшением геометрических размеров добротность реактивных элементов уменьшается, что ведет к ухудшению избирательности. Особенно сильно уменьшается добротность катушек индуктивности.

Целью работы является преодоление этих недостатков путем использования двухзатворного транзистора Шоттки (ПТШ2), как обобщенного преобразователя иммитанса (ОПИ), для создания высокодобротных полупроводниковых однокристалльных индуктивностей и активных СВЧ фильтров на их основе.

Introduction

The basic element of the analogue processors, multivalued logic circuits and optimum information systems using the electromagnetic fluctuations as a data carrier, are the frequency filters.

The frequency filters' selectivity depends upon the reliability of their elements. Increasing frequency and decreasing the sizes, the reliability of reactive elements decreases, which leads to the selectivity decreasing. The coil reliability decreases enormously.

The objective of the work is to overcome these drawbacks by using the dual-gate FET (DGFET2) as the generalised immitance converter (GIC), to create on their basis the reliable high-quality semi-conductor single-crystal inductor and active ultrahigh frequency filters.

Синтез напівпровідникової індуктивності

В [1] показано, що польовий транзистор, включений за схемою з загальним стоком і загальним затвором має властивості конвертора імітансу. Використовуючи таблицю перетворення імітансів знаходимо, що вихідний імітанс чотириполюсника, утвореного польовим транзистором Шоттки (ПТШ1), включеним із загальним стоком, з підключенням на його вході активного опору R_{GEN} може бути індуктивним $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$ з додатною дійсною складовою $\text{Re}Z_{OUT.CD} > 0$.

Перетворення імітанса УПШ_С і УПШ_ЗПреобразование иммитанса ОПИ_С и ОПИ_З
Transformation immitance GIC_{CD} and GIC_{CG}

Вид УПИ Вид ОПИ GIC type	Перетворюваний імітанс Преобразуемый иммитанс Transform immitance	Перетворений імітанс Преобразованный иммитанс Converted immitance
УПШ _С ОПИ _С GIC _{CD}		 $L_{OUT.CD} = R_{GEN}/S_0R_i\omega_s$ $C_{OUT.CD} = \omega_s/\omega^2R_{GEN}$ $R_{OUT.CD1} = \omega^2R_{GEN}/S_0R_i\omega_s^2$ $R_{OUT.CD2} = R_{GEN}$
УПШ _З ОПИ _З GIC _{CG}		 $L_{IN.CG1} = GL_{LD}/S_0$ $L_{IN.CG2} = L_{LD}(\xi_G + \xi_S)/(1 - S_0R_i)$ $R_{IN.CG1} = -\omega^2(\xi_G + \xi_S)L_{LD}/S_0R_i\omega_s$ $R_{IN.CG2} = R_iGL_{LD}\omega_s/(1 - S_0R_i)$

Визначимо умову, за якої $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$. З цією метою, використовуючи результати наведені в табл., знаходимо повний опір $Z_{OUT.CD}$

$$Z_{OUT.CD} = Z_1Z_2/(Z_1 + Z_2), \quad (1)$$

де $Z_1 = R_{OUT.CD1} + j\omega L_{OUT.CD}$, $Z_2 = R_{OUT.CD2} + 1/j\omega C_{OUT.CD}$.
Звідки

$$\text{Im} Z_{OUT.CD} = \frac{BC - AD}{C^2 + D^2}, \quad (2)$$

де S_0 — низькочастотне значення крутизни (низькочастотное значение крутизны; low frequency transcon-

ductance); R_i — диференціальний опір між затвором та витокком (дифференциальное сопротивление между затвором и истоком; differential resistance between gate and source); ω_s — гранична частота за крутизною (граничная частота по крутизне; transconductance cutoff frequency);

$$\begin{aligned} A &= 2\omega^2 R_{GEN} / S_0 R_i \omega_s^2; & B &= \omega R_{GEN}^2 (\omega_s^2 - \omega^2) / S_0 R_i \omega_s^3; \\ C &= R_{GEN} (\omega^2 + S_0 R_i \omega_s^2) / S_0 R_i \omega_s^2; & D &= \omega R_{GEN} (1 - S_0 R_i) / S_0 R_i \omega_s. \end{aligned} \quad (3)$$

Для виконання умови $\text{Im}Z_{OUT. CD} > 0$ з (2) знаходимо, що

$$BC - AD > 0. \quad (4)$$

Підставляючи (3) у (4), отримуємо нерівності

$$\frac{\omega R_{GEN}^3 (\omega_s^2 - \omega^2) (\omega^2 + S_0 R_i \omega_s^2)}{S_0^2 R_i^2 \omega_s^5} - \frac{2\omega^3 R_{GEN}^3 (1 - S_0 R_i)}{S_0^2 R_i^2 \omega_s^3} > 0; \quad (5)$$

$$\omega R_{GEN}^3 (\omega_s^2 - \omega^2) (\omega^2 + S_0 R_i \omega_s^2) - 2\omega^3 R_{GEN}^3 \omega_s^2 (1 - S_0 R_i) > 0.$$

Розв'язуючи (5) та враховуючи, що $S_0 R_i \ll 1$, знаходимо умову

$$f_{M1} < f_s \sqrt{S_0 R_i}, \quad (6)$$

за виконання якої УПШ_С забезпечує реалізацію низькодобротної напівпровідникової індуктивності. Наприклад, використовуючи транзисторну структуру типу «Пенс-5», що має: $R_i = 10$ Ом, $S_0 = 0,02$ См, $C_{B3} = 0,3$ пФ, знаходимо $f_s = 53$ ГГц, $f_{M1} < 23$ ГГц. В результаті розв'язання нерівності (5) зникло значення перетворюваного опору R_{GEN} , що вказує на його незначний вплив на виконання умови $\text{Im}Z_{OUT. CD} > 0$.

З таблиці також випливає, що у випадку, коли до входу ПТШ1, включеного за схемою із загальним затвором, підключена індуктивність L_{LD} , перетворений імітанс також буде мати індуктивний характер, і за певних умов його дійсна складова $\text{Re}Z_{IN. CG} < 0$. Для знаходження цих умов, використовуючи дані в таблиці, знаходимо повний вхідний опір УПШ_З:

$$Z_{IN. CD} = Z_3 Z_4 / (Z_5 + Z_6), \quad (7)$$

де $Z_1 = R_{IN. CG1} + j\omega L_{IN. CG1}$, $Z_2 = R_{IN. CG2} + j\omega L_{IN. CG2}$.

Звідки

$$\text{Re} Z_{IN. CG} = (KM + LN) / (M^2 + N^2), \quad (8)$$

де G — провідність каналу (провідність каналу; channel conductance); ξ_G і ξ_S — коефіцієнт розділення ємності затвор—стік та затвор—витік (коэффициент разделения емкости затвор—исток и исток—сток; capacitor separation factor for gate—source and gate—drain);

$$\begin{aligned} K &= -\omega^2 (\xi_G + \xi_S) L_{LD}^2 G / S_0; & L &= \omega L_{LD}^2 [G^2 \omega_s^2 R_i^2 - \omega^2 (\xi_G + \xi_S)^2] / R_i S_0 \omega_s; \\ M &= L_{LD} [R_i^2 G S_0 \omega_s^2 - \omega^2 (\xi_G + \xi_S)] / R_i S_0 \omega_s; & N &= \omega L_{LD} [G + S_0 (\xi_G + \xi_S)] / S_0. \end{aligned} \quad (9)$$

Для виконання умови $\text{Re}Z_{IN. CG} < 0$ з (8) знаходимо, що

$$KM + LN < 0. \quad (10)$$

Підставляючи (9) у (10), отримуємо нерівність:

$$\begin{aligned} 2\omega^2 L_{LD}^3 G^2 R_i^2 S_0 \omega_s^2 (\xi_G + \xi_S) - 4\omega^4 L_{LD}^3 G (\xi_G + \xi_S) + \omega^2 L_{LD}^3 G^2 R_i^2 S_0 \omega_s^2 (\xi_G + \xi_S) - \\ - \omega^4 L_{LD}^3 S_0 (\xi_G + \xi_S)^3 + \omega^2 L_{LD}^3 G^3 R_i^2 \omega_s^2 - \omega^2 L_{LD}^3 G (\xi_G + \xi_S)^2 < 0, \end{aligned} \quad (11)$$

розв'язуючи яку відносно частоти, знаходимо

$$f_{M2} \leq GR_i f_s \sqrt{\frac{3S_0 (\xi_G + \xi_S) + G}{3G + S_0 (\xi_G + \xi_S)^2}}. \quad (12)$$

З (12) випливає, що діапазон частот, на яких за допомогою УПІЗ можна реалізувати напівпровідникову індуктивність з негативною дійсною складовою її повного опору, в першому наближенні не залежить від величини перетворюваної індуктивності L_{LD} , а визначається тільки параметрами напівпровідникової структури. Для порівняльної кількісної оцінки граничних частот f_{M1} і f_{M2} , знаходимо для напівпровідникової структури типу «Пенс-5», що має $G = 0,002$ См і $C_{BC} = 0,03$ пФ, $f_{M2} = 18$ ГГц, що менше f_{M1} . Враховуючи те, що гранична частота за крутизою такої структури дорівнює $f_s = 53$ ГГц, при проектуванні активних НВЧ фільтрів на їх основі необхідно, щоб робочі частоти фільтра були в 2–3 рази менші f_s .

Таким чином, включаючи каскадно УПІЗ і УПІС і навантажуючи останній резистором R_{LD} , отримуємо двокаскадний напівпровідниковий еквівалент індуктивності (рис. 1а). Аналіз цієї схеми показує, що стік VT1 з'єднаний із витком VT2, що характерно для структури двозатворного транзистора Шоткі (ПТШ2). Це дозволяє замінити схему двокаскадну напівпровідникову індуктивність на однокаскадну схему (рис. 1б), реалізовану на базі ПТШ2.

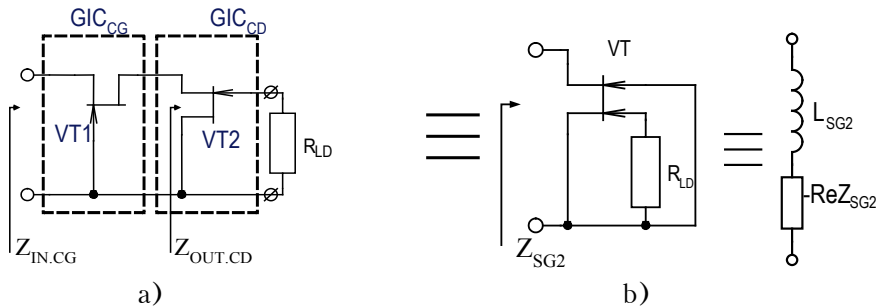


Рис. 1. Високочастотні схеми: а) двокаскадної, б) однокаскадної напівпровідникової індуктивності на базі ПТШ

Рис. 1. Высокочастотные схемы: а) двухкаскадной, б) однокаскадной полупроводниковой индуктивности на базе ПТШ

Fig. 1. High-frequency circuit designs а) two-cascade, б) one-cascade FET based semi-conductor inductor

Результати чисельного аналізу еквівалентної індуктивності L_{SG2} і активного опору ReZ_{SG2} синтезованої схеми в діапазоні частот і в залежності від величини перетворюваного активного опору показані на рис. 2. Параметри робочої точки транзистора $U_{31} = -0,23$ В, $U_{32} = -0,13$ В, $I_C = 16$ мА.

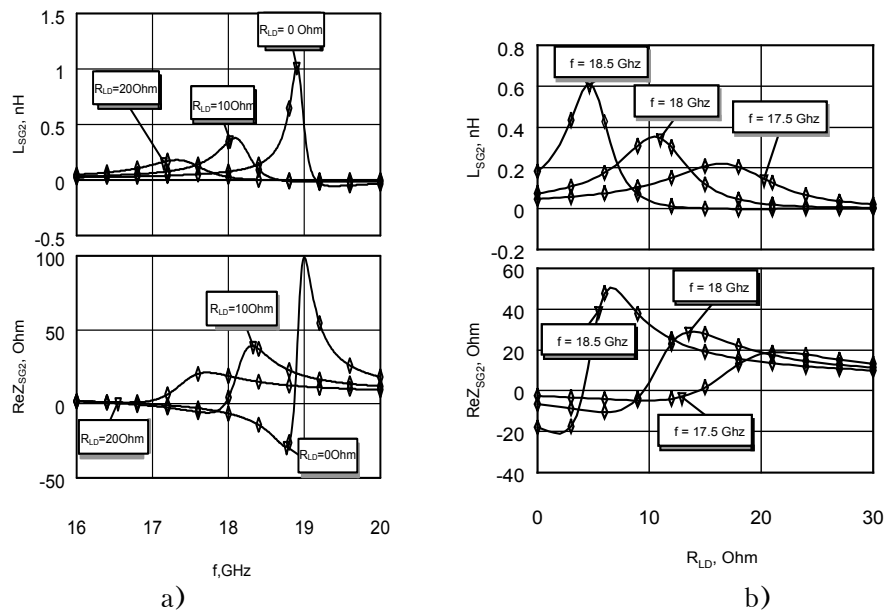


Рис. 2. Залежності еквівалентної індуктивності L_{SG2} і активного опору $ReZ_{IN, CG}$ схеми рис. 1б від: а) частоти f , б) перетворюваного опору R_{LD}

Рис. 2. Зависимости эквивалентной индуктивности L_{SG2} и активного сопротивления $ReZ_{IN, CG}$ схемы рис. 1б от: а) частоты f , б) преобразуемого сопротивления R_{LD}

Fig. 2. Dependences equivalent inductance L_{SG2} and active resistance $ReZ_{IN, CG}$ for the circuit Fig. 1b from: а) frequency f , б) resistance R_{LD}

Максимальна величина еквівалентної індуктивності L_{SG2} досягає 1 нГн на частоті 18,8 ГГц, а негативний опір — значення -30 Ом на частоті 18,8 ГГц для $R_{LD} = 0$ (рис. 2а). Для знаходження екстремальних значень L_{SG2} і $\text{Re}Z_{SG2}$ необхідно використовувати оптимальні значення R_{LD} (рис. 2б). Але при цьому вони відрізняються на 2–3 Ома в разі досягнення екстремальних значень L_{SG2} і $\text{Re}Z_{SG2}$.

Дослідження взаємних і невзаємних фільтрів на базі ПТШ2

Найпростіший однотранзисторний взаємний СПФ (рис. 3) являє собою відрізок лінії передачі, паралельно якому підключається активний паралельний коливальний контур, утворений ємністю $C2$, що резонує, і колом витік-затвор ПТШ2, що має еквівалентну індуктивність L_{SG2} і негативним активним опором $\text{Re}Z_{SG2}$. Наявність цього опору дозволяє компенсувати дисипативні втрати в контурі, що забезпечує посилення сигналу в смузі пропускання.

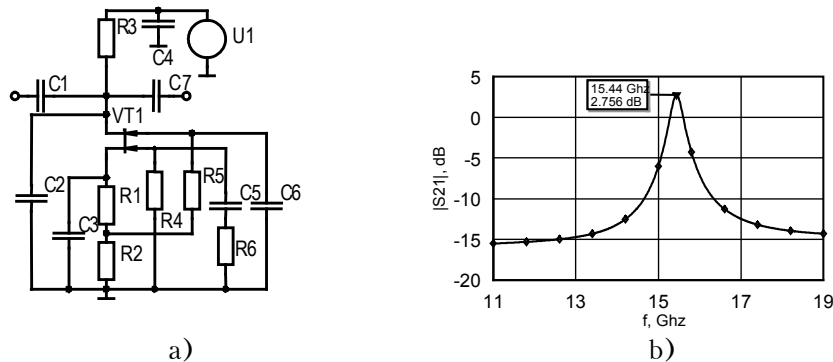


Рис. 3. Взаємний однорезонаторний СПФ: а) схема електрична принципова, б) АЧХ

Рис. 3. Взаимный однорезонаторный ППФ: а) схема электрическая принципиальная, б) АЧХ

Fig. 3. Single-resonator reciprocal band-pass filter: a) the circuit, b) amplitude-frequency characteristic

Для встановлення робочої точки ПТШ2 в активній області використовується комбіноване коло автозміщення, утворене резисторами $R1 - R5$ і конденсатором $C3$, що забезпечує незалежне встановлення напруги зсуву на обох затворах ПТШ2. Як показали результати числового моделювання (рис. 3б) такий фільтр у сантиметровому діапазоні частот забезпечує посилення сигналу на центральній частоті $f_0 = 15,44$ ГГц біля 3 дБ. Його смуга пропускання дорівнює 0,17 ГГц, а послаблення сигналу на частотах $f_0 \pm 1$ ГГц складає порядку 15 дБ. Можливе підвищення коефіцієнта підсилення на f_0 , але як показано в [2], це веде до погіршення температурної і режимної стабільності фільтра.

Збільшення послаблення сигналу поза смугою пропускання досягається каскадуванням однорезонаторних взаємних фільтрів. На рис. 4а показана принципова електрична схема взаємного дворезонаторного СПФ. Маючи аналогічну з однорезонаторним СПФ смугу пропускання і коефіцієнт підсилення на f_0 , він має значно більшу величину послаблення сигналу (біля 40 дБ) і меншу нерівномірність АЧХ у смузі пропускання. Отриманий позитивний результат досягається за рахунок збільшенням у два рази споживаної потужності і приводить до зростання коефіцієнта шуму.

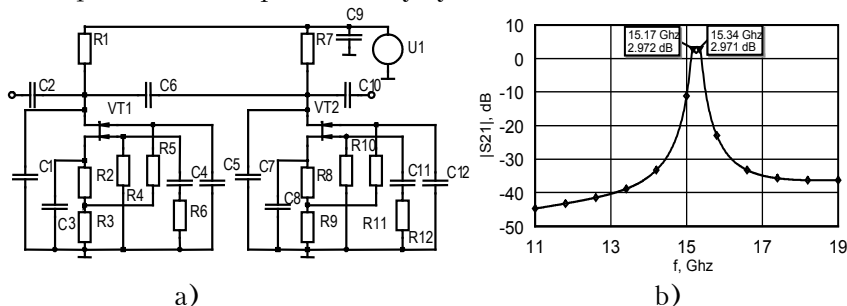


Рис. 4. Взаємний дворезонаторний СПФ: а) схема електрична принципова, б) АЧХ

Рис. 4. Взаимный двухрезонаторный ППФ: а) схема электрическая принципиальная, б) АЧХ

Fig. 4. The reciprocal double-resonator band-pass filter: a) the circuit, b) amplitude-frequency characteristic

Включення паралельно лінії передачі активного послідовного контуру, утвореного ємністю C_2 , що резонує, і еквівалентною індуктивністю L_{SG2} , між витком і другим затвором ПТШ2, забезпечує реалізацію однорезонаторного СЗФ (рис. 5а).

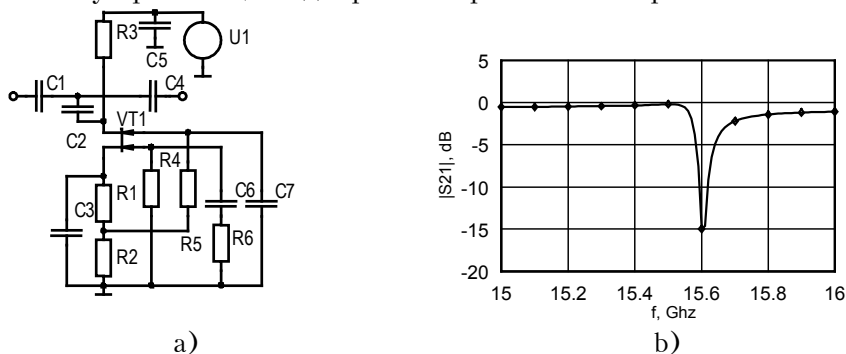


Рис. 5. Взаємний однорезонаторний СЗФ: а) схема електрична принципова, б) АЧХ

Рис. 5. Взаимный однорезонаторный ПЗФ: а) схема электрическая принципиальная, б) АЧХ

Fig. 5. Reciprocal single-resonator band-stop filter: a) the circuit, b) amplitude-frequency characteristic

АЧХ такого фільтра показана на рис. 5б. Він забезпечує послаблення сигналу на частоті 15,6 ГГц, що дорівнює 15 дБ з втратами у частотній області пропускання сигналу біля 0,5...1 дБ.

Як і в побудові СПФ, можливе каскадування однорезонаторних СЗФ (рис. 6а).

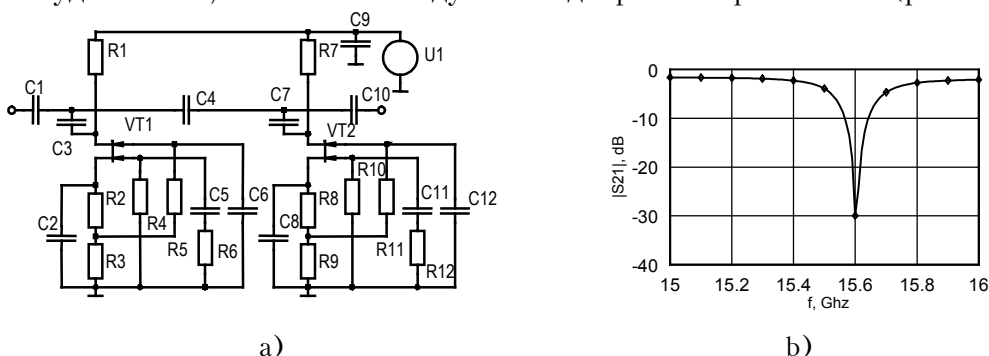


Рис. 6. Взаємний дворезонаторний ПЗФ: а) схема електрична принципова, б) АЧХ

Рис. 6. Взаимный двухрезонаторный ПЗФ: а) схема электрическая принципиальная, б) АЧХ

Fig. 6. Double-resonator band-stop filter: a) the circuit, b) amplitude-frequency characteristic

Використовуючи два каскади, послаблення в смузі запирання збільшується в два рази (30 дБ) з незначним збільшенням втрат (на 1...1,5 дБ) у смузі прозорості.

Розроблені взаємні активні фільтри мають однакову форму АЧХ для прямої і зворотної передачі сигналу, тобто $|S_{21}| = |S_{12}|$. На базі ПТШ2 можлива побудова невзаємних активних СПФ, у яких $|S_{21}| \neq |S_{12}|$. Схема електрична принципова одного з варіантів однорезонаторного невзаємного активного СПФ показана на рис. 7а.

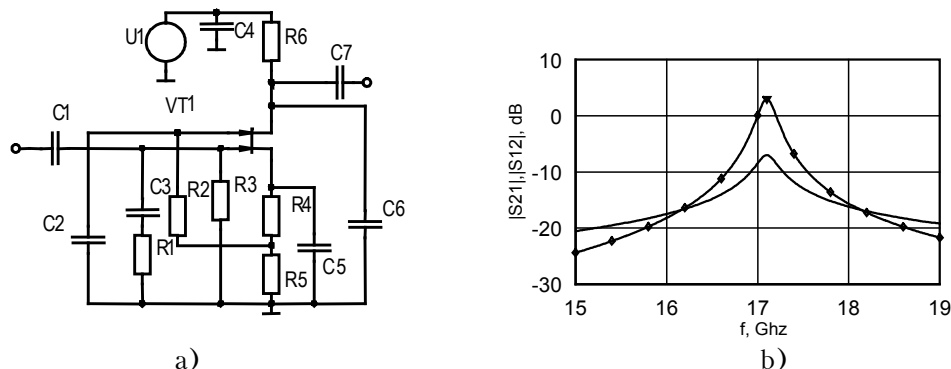


Рис. 7. Невзаємний однорезонаторний СПФ: а) схема електрична принципова, б) АЧХ

Рис. 7. Невзаимный однорезонаторный ППФ: а) схема электрическая принципиальная, б) АЧХ

Fig. 7. Single-resonator nonreciprocal band-pass filter: a) the circuit, b) amplitude-frequency characteristic

У розробленому невзаємному СПФ, як і у вищерозглянутих взаємних фільтрів, використовується активна напівпровідникова індуктивність на базі ПТШ2, що разом з ємністю C_6 , що резонує, утворить паралельний коливальний контур, включений паралельно вихідному колу, що забезпечує частотну вибірковість сигналу. Вхідний сигнал, через розділові конденсатори C_1 і C_5 подається між першим затвором і витком ПТШ2, що забезпечує невзаємні властивості фільтра. Як видно з рис. 76, фільтр забезпечує на частоті 17,1 ГГц посилення сигналу на 3 дБ, а за смугою пропускання величина послаблення перевищує 20 дБ. Величина $|S_{12}|$ на частотах смуги пропускання складає 8 дБ, тобто його коефіцієнт невзаємності перевищує 10 дБ.

Каскадне включення таких фільтрів забезпечує поліпшення в 1,5–2 рази вищерозглянутих параметрів. Але при цьому, також як і для взаємних фільтрів, зростає споживана потужність і погіршується стабільність.

Синтез напівпровідникової індуктивності

В [1] показано, що полевым транзистор, включенный по схеме с общим стоком и общим затвором, обладает свойствами конвертора иммитанса. Используя таблицу преобразования иммитансов находим, что выходной иммитанс четырехполюсника, образованного полевым транзистором Шоттки (ПТШ1), включенным с общим стоком, при подключении к его входу активного сопротивления R_{GEN} может быть индуктивным $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$ с положительной вещественной составляющей $\text{Re}Z_{OUT.CD} > 0$. Определим условие, при котором $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$. С этой целью, используя результаты, приведенные в таблице, находим полное сопротивление $Z_{OUT.CD}$ по формуле (1), откуда определяем $\text{Im}Z_{OUT.CD}$ (2), (3).

Для выполнения условия $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$ из (2) находим, что (4).

Подставляя (3) в (4) получим неравенства (5).

Решая (5) с учетом, что $S_0 R_i \ll 1$, находим условие (6), при котором ОПИ_с обеспечивает реализацию низкодобротной напівпровідникової індуктивності. Например, при использовании транзисторной структуры типа «Пенс-5», имеющей: $R_i = 10$ Ом, $S_0 = 0,02$ См, $C_{из} = 0,3$ пФ, находим $f_s = 53$ ГГц, $f_{M1} < 23$ ГГц. В результате решения неравенства (5) исчезло значение преобразуемого сопротивления R_{GEN} , что указывает на его незначительное влияние на выполнение условия $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$.

Из таблицы также следует, что в случае, когда к входу ПТШ1, включенного по схеме с общим затвором, подключена индуктивность L_{LD} , преобразуемый иммитанс также будет иметь индуктивный характер, и при определенных условиях его вещественная составляющая $\text{Re}Z_{IN.CG} < 0$. Для нахождения этих условий, используя результаты, приведенные в таблице, по формуле (7) находим полное входное сопротивление ОПИ_з.

Для выполнения условия $\text{Re}Z_{IN.CG} < 0$ из (8) находим, условие (10).

Подставляя (9) в (10) получим неравенство (11), решая которое относительно частоты, находим условие (12).

Как видно из (12) диапазон частот, на которых с помощью ОПИ_з можно реализовать напівпровідникову індуктивність с отрицательной вещественной составляющей ее полного сопротивления, в первом приближении не зависит от величины преобразуемой индуктивности L_{LD} , а определяется только параметрами напівпровідникової структури. Для сравнительной количественной оценки граничных частот f_{M1} и f_{M2} , находим для напівпровідникової структури типа «Пенс-5» имеющей $G = 0,002$ См и $C_{иС} = 0,03$ пФ, $f_{M2} = 18$ ГГц, что меньше f_{M1} . Учитывая, что граничная частота по крутизне такой структуры равна $f_s = 53$ ГГц, при проектировании активных СВЧ фильтров на их основе необходимо, чтобы рабочие частоты фильтра были в 2–3 раза меньше f_s .

Таким образом, включая каскадно ОПИ_з и ОПИ_с и нагружая последний резистором R_{LD} , получаем двухкаскадный напівпровідниковий еквівалент індуктивності (рис. 1а).

Анализ этой схемы показывает, что сток VT1 соединен с истоком VT2, что характерно для структуры двухзатворного транзистора Шоттки (ПТШ2). Это позволяет заменить схему двухкаскадной напівпровідникової індуктивності на однокаскадную схему (рис. 1б), реализуемую на базе ПТШ2.

Результаты численного анализа эквивалентной индуктивности L_{SG2} и активного сопротивления $\text{Re}Z_{SG2}$ синтезированной схемы в диапазоне частот и в зависимости от величины преобразуемого активного сопротивления представлены на рис. 2. Параметры рабочей точки транзистора $U_{31} = -0,23$ В, $U_{32} = -0,13$ В, $I_C = 16$ мА.

Максимальная величина эквивалентной индуктивности L_{SG2} достигает 1 нГн на частоте

18,8 ГГц, а отрицательное сопротивление — значения -30 Ом на частоте 18,8 ГГц при $R_{LD} = 0$ (рис. 2а). Для получения экстремальных значений L_{SG2} и $\text{Re}Z_{SG2}$ необходимо использовать оптимальные значения R_{LD} (рис. 2б). Но при этом они отличаются на 2—3 Ома при достижении экстремальных значений L_{SG2} и $\text{Re}Z_{SG2}$.

Исследование взаимных и невзаимных фильтров на базе ПТШ2

Простейший однотранзисторный взаимный ППФ (рис. 5) представляет собой отрезок линии передачи параллельно которому подключается активный параллельный колебательный контур, образованный резонирующей емкостью $C2$ и цепью исток-затвор ПТШ2, которая обладает эквивалентной индуктивностью L_{SG2} и отрицательным активным сопротивлением $\text{Re}Z_{SG2}$. Наличие этого сопротивления позволяет компенсировать диссипативные потери в контуре, что обеспечивает усиление сигнала в полосе пропускания.

Для установки рабочей точки ПТШ2 в активной области использована комбинированная цепь автосмещения, образованная резисторами $R1$ — $R5$ и конденсатором $C3$, обеспечивающая установление независимых напряжений смещения на обоих затворах ПТШ2. Как показали результаты численного моделирования (рис. 3б) такой фильтр в сантиметровом диапазоне частот обеспечивает усиление сигнала на центральной частоте $f_0 = 15,44$ ГГц около 3 дБ. Его полоса пропускания равна 0,17 ГГц, а подавление сигнала на частотах $f_0 \pm 1$ ГГц составляет порядка 15 дБ. Возможно повышение коэффициента усиления на f_0 , но как показано в [2], это ведет к ухудшению температурной и режимной стабильности фильтра.

Увеличение подавления вне полосы пропускания достигается каскадированием однорезонаторных взаимных фильтров. На рис. 4а представлена схема электрическая принципиальная взаимного двухрезонаторного ППФ. Обладая аналогичной с однорезонаторным ППФ полосой пропускания и коэффициентом усиления на f_0 , он имеет большую величину подавления сигнала (порядка 40 дБ) и меньшую неравномерность АЧХ в полосе пропускания. Полученный положительный результат достигается за счет увеличения в два раза потребляемой мощности и приводит к росту коэффициента шума.

Включение параллельно линии передачи активного последовательного контура, образованного резонирующей емкостью $C2$ и эквивалентной индуктивностью L_{SG2} , между истоком и вторым затвором ПТШ2, обеспечивает реализацию однорезонаторного ПЗФ (рис. 5а).

АЧХ такого фильтра представлена на рис. 7б. Он обеспечивает подавление сигнала на частоте 15,6 ГГц равное 15 дБ при потерях в частотной области пропускания сигнала порядка 0,5...1 дБ.

Также как при построении ППФ, возможно каскадирование однорезонаторных ПЗФ (рис. 6а).

При использовании двух каскадов, подавление в полосе запираания увеличивается в два раза (30дБ) при незначительном увеличении потерь (на 1...1,5 дБ) в полосе прозрачности.

Разработанные активные взаимные фильтры обладают одинаковой формой АЧХ при прямой и обратной передаче сигнала, т. е. $|S_{21}| = |S_{12}|$. На базе ПТШ2 возможно построение невзаимных активных ППФ у которых $|S_{21}| \neq |S_{12}|$. Схема электрическая принципиальная одного из вариантов однорезонаторного невзаимного активного ППФ представлена на рис. 7а.

У разработанного невзаимного ППФ, также как и у рассмотренных выше взаимных фильтров используется активная полупроводниковая индуктивность на базе ПТШ2, которая совместно с резонирующей емкостью $C6$ образует параллельный колебательный контур, включенный параллельно выходной цепи, и обеспечивающий частотную избирательность сигнала. Входной сигнал, через разделительные конденсаторы $C1$ и $C5$ подается между первым затвором и истоком ПТШ2, что обеспечивает невзаимные свойства фильтра. Как видно из рис. 7б, фильтр обеспечивает на частоте 17,1 ГГц усиление сигнала на 3 дБ, а за полосой пропускания величина подавления превышает 20 дБ. Величина $|S_{12}|$ на частотах полосы пропускания составляет 8 дБ, т. е. его коэффициент невзаимности превышает 10 дБ.

Каскадное включение таких фильтров обеспечивает улучшение в 1,5—2 раза вышерассмотренных параметров. Но при этом, также как и для взаимных фильтров, растет потребляемая мощность и ухудшается стабильность.

Synthesis of semi-conductor inductor

In [1] it is shown, that the field-effect transistor, included into the circuit with common drain and common gate, possesses the properties of the converter's immittance. Using the table of immittance transformation we find, that the output immittance of the quadripole formed by the field-effect transistor (FET), included with the common drain, when connecting to its input the active resistance R_{GEN} , can be inductive $\text{Im}Z_{OUT. CD} > 0$ with the positive real component $\text{Re}Z_{OUT. CD} > 0$.

Let's determine the condition with which $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$. With this purpose, using the results of Table, we find the circuit resistance $Z_{OUT.CD}$ from equations (1).

For accomplishment of the condition $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$ from (2) we find that (4).

Substituting (3) in (4) we get the inequalities (5).

Solving (5) considering that $S_0 R_i \ll 1$ we find the condition (6) with which GIC_C ensures the realisation of low-Q semi-conductor inductor. For example, using the transistor structure of type «Pens-5», with: $R_i = 10 \text{ Ohm}$, $S_0 = 0.02 \text{ Sm}$, $C_{SG} = 0.3 \text{ pF}$, we find $f_s = 53 \text{ Ghz}$, $f_{M1} < 23 \text{ GHz}$. In the result of the inequality solution (5), the value transformable resistance R_{GEN} that specifies its insignificant agency on accomplishment of condition $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$, disappeared.

The Table also shows, that in case, when to the FET input, included into the circuit with the common gate, the inductor L_{LD} is connected, the transformable immitance will be of the inductive character, and under certain conditions its real component is $\text{Re}Z_{IN.CG} < 0$. To find these conditions, using the results from the Table, we find full input resistance GIC_{CG} (7).

To accomplish the condition $\text{Re}Z_{IN.CG} < 0$ from (8) we find the conditions (10).

Substituting (9) in (10) we shall find an inequality (11), solving which relatively to frequency, we find the condition (12).

As is seen from (12) the range of frequencies on which by means of GIC_{CG} it is possible to realize semi-conductor inductor with the negative its real component of its full resistance, does not depend on magnitude transformable inductor L_{LD} , and is determined only by the parameters of semi-conductor structure. For a comparative quantitative evaluation of the cutoff frequency f_{M1} and f_{M2} , we find for semi-conductor structure «Pens-5» with $G = 0.002 \text{ Sm}$ and $C_{DS} = 0.03 \text{ pF}$, $f_{M2} = 18 \text{ GHz}$ that is less f_{M1} . Considering, that transconductance cutoff frequency of such a structure equals $f_s = 53 \text{ Ghz}$, the designing of active ultrahigh frequency filters on their basis requires working frequencies of the filter to be 2–3 times less f_s .

Thus, including in cascade GIC_{CG} and GIC_{CD} and loading the latter by the resistor R_{LD} , we get the two-cascade semi-conductor equivalent of the inductor (Fig. 1a). The analysis of this circuit shows that the drain VT1 is connected to source VT2 that is typical for dual-gate FET (DGFET2). It allows to replace the circuit of the two-cascade semi-conductor inductor with the one-cascade circuit (Fig. 1b), implemented on the DGFET.

The results of the numerical analysis of equivalent inductor L_{SG2} and active resistance $\text{Re}Z_{SG2}$ of the synthesized circuit over the frequencies and depending on value of the active resistance are presented on Fig. 2. Parameters of the operating point of transistor are: $U_{G1} = -0.23 \text{ V}$, $U_{G2} = -0.13 \text{ V}$, $I_D = 16 \text{ mA}$.

The maximum magnitude of equivalent inductance L_{SG2} reaches 1 nH on the frequency of 18.8 Ghz, and negative resistance -30 Ohm on the frequency of 18.8 GHz at $R_{LD} = 0$ (Fig. 2a). To receive the extreme values L_{SG2} and $\text{Re}Z_{SG2}$ it is necessary to use the optimum values R_{LD} (Fig. 2b). But thus they differ by 2–3 Ohms when achieve the extreme values L_{SG2} and $\text{Re}Z_{SG2}$.

Research of reciprocal and nonreciprocal filters on the DGFET2

One-transistor reciprocal band-pass filter (Fig. 5) is the elementary piece of transmission line in parallel to which the active parallel oscillatory circuit formed by the resonating capacity C2 and a circuit source-gate DGFET is connected, which have equivalent inductance L_{SG2} and negative active resistance $\text{Re}Z_{SG2}$. Presence of this resistance allows to compensate the dissipative losses in a contour that provides a signal gain in a pass band.

For setting up the operating point of DGFET in a active region, there had been used the combined auto bias circuit, formed by the resistors R1–R5 and capacitor C3, providing independent bias voltage on both gates DGFET2. As the results of numerical simulation have shown (Fig. 3b) such a filter within the centimetre range of frequencies provides a signal amplification on the central frequency $f_0 = 15.44 \text{ GHz}$ nearby 3 dB. Its pass band equals 0.17 GHz, and the signal loss on frequencies $f_0 \pm 1 \text{ GHz}$ — 15 dB. Raise of gain on f_0 is possible, but as shown in [2], it results in the decrease of the temperature and regime stability of the filter.

The increase in signal loss outside the pass band is achieved by the cascade operation single-resonator reciprocal filters. Fig. 4a shows the circuit of reciprocal double-resonator band-pass filter. It has similar pass band with the single-resonator band-pass filter and gain on f_0 , but it has much greater loss signal value (40 dB) and smaller bandpass flatness. The achieved positive result is attained by two-time increase in power consumption and results in increasing the noise factor.

Switching in parallel with the transmission line of the active series circuit, formed by the resonating capacity C2 and equivalent inductance L_{SG2} , between a source and second gate DGFET2,

ensures the realization of the single-resonator band-stop filter (Fig. 5a).

Amplitude-frequency characteristic of such filter is presented on Fig. 5b. It provides the signal attenuation on frequency 15.6 GHz which equals 15 dB with losses on bandpass frequency — 0.5...1 dB.

During the construction of the band-pass filter, the cascade operation of single-resonator band-stop filter (Fig. 6a) is also possible.

With use of two cascades, the signal attenuation in bandstop increases twice (30 dB) with insignificant increase in losses (on 1...1.5 dB) in a bandpass.

The developed reciprocal active filters possess equal form of the amplitude-frequency characteristic by direct and reverse signal transfer, i. e. $|S_{21}| = |S_{12}|$. On the basis of DGFET the construction of nonreciprocal active band-pass filter with $|S_{21}| \neq |S_{12}|$ is possible. The circuit of one of the alternatives to single-resonator nonreciprocal active band-pass filter is presented on Fig. 7a.

The developed nonreciprocal band-pass filter, as well as the considered above reciprocal filters use the active semi-conductor inductor on the basis of DGFET which together with the resonating capacity C6 forms the tank circuit which has been included in parallel to the input circuit and ensures the frequency selectivity of a signal. The input signal, through blocking capacitors C1 and C5 is supplied between the first gate and source DGFET that ensures the nonreciprocal properties of the filter. As is seen from Fig. 7b, the filter provides on the frequency 17.1 GHz the signal gain 3 dB, and behind a pass band the signal attenuations exceeds 20 dB. Magnitude $|S_{12}|$ on frequencies of a pass band is 8 dB, i. e. its reverse-to-forward factor exceeds 10 dB.

The cascade connection of such filters improves the above parameters 1.5—2 times. But thus, as in the case with the reciprocal filters, the power consumption increases, and stability decreases.

Висновки

1. На основі розробленої активної напівпровідникової індуктивності розроблені взаємні смуго-пропускні фільтри, що забезпечують посилення сигналу 3 дБ у смузі пропускання ($f_0 = 15,4$ ГГц) і його послаблення на 15 дБ (для однорезонаторного) і на 40 дБ для дворезонаторного СПФ на частотах $f_0 \pm 1$ ГГц.

2. Розроблені активні СЗФ на базі ПТШ2 здійснюють послаблення сигналу на 15 дБ (однорезонаторні) і на 30 дБ (дворезонаторні) на частоті $f_0 = 15,5$ ГГц, і мають втрати в смузі прозорості 0,5...1,5 дБ.

3. Можлива реалізація на базі ПТШ2 невзаємних ППФ із коефіцієнтом підсилення одного каскаду 3 дБ на частоті $f_0 = 17$ ГГц, послабленням сигналу більше 20 дБ на частотах $f_0 \pm 1$ ГГц, і коефіцієнтом невзаємності 10 дБ.

Выводы

1. На основе разработанной активной полупроводниковой индуктивности разработаны взаимные полосно-пропускающие фильтры, обеспечивающие усиление сигнала 3 дБ в полосе пропускания ($f_0 = 15,4$ ГГц) и его подавление на 15 дБ (для однорезонаторного) и на 40 дБ для двухрезонаторного ППФ на частотах $f_0 \pm 1$ ГГц.

2. Разработанные активные ПЗФ на базе ПТШ2 осуществляют подавление сигнала на 15 дБ (однорезонаторные) и на 30 дБ (двухрезонаторные) на частоте $f_0 = 15,5$ ГГц, и имеют потери в полосе прозрачности 0,5—1,5 дБ.

3. Возможна реализация на базе ПТШ2 невзаимных ППФ с коэффициентом усиления одного каскада 3 дБ на частоте $f_0 = 17$ ГГц, подавлением сигнала более 20 дБ на частотах $f_0 \pm 1$ ГГц, и коэффициентом невзаимности 10 дБ.

Conclusion

1. On the basis of the developed active semi-conductor inductor, there had been developed the reciprocal band-pass filters ensuring the signal multiplication 3 dB in a pass band ($f_0 = 15.4$ GHz) and signal attenuations 15 dB (for single-resonator) and 40 dB for double-resonator band-pass filter on $f_0 \pm 1$ GHz.

2. The developed active band-stop filter on the basis of DGFET2 realize a signal attenuations 15 dB (for single-resonator) and 30 dB (for double-resonator) on the $f_0 = 15.5$ GHz, and have losses in bandpass 0.5...1.5 dB.

3. The implementation of DGFET based nonreciprocal band-pass filter with the signal multiplication for one cascade 3 dB on the $f_0 = 17$ GHz, signal attenuations more 20 dB on the $f_0 \pm 1$ GHz, and a reverse-to-forward ratio 10 dB is possible.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ
REFERENCES

1. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. — К. Вища школа, 1987.
2. Филинюк Н. А. Активные УКВ фильтры на транзисторах. — М.: Радио и связь, 1984. — 54 с.

Рекомендована кафедрою проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури

Надійшла до редакції 6.04.06
Рекомендована до друку 3.05.06

Філінюк Микола Антонович — завідувач кафедри; **Куземко Олександр Михайлович** — аспірант, **Салех М М Журбан** — аспірант.

Кафедра проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури, Вінницький національний технічний університет.

Ліщинська Людмила Броніславівна — доцент Вінницького торгово-економічного інституту

Филинюк Николай Антонович — заведующий кафедрой, **Куземко Александр Михайлович** — аспирант, **Салех М М Журбан** — аспирант.

Кафедра проектирования компьютерной и телекоммуникационной аппаратуры, Винницкий национальный технический университет.

Лищинская Людмила Брониславовна — доцент Винницкого торгового-экономического института

Mykola Filyniuk — *Head of the Chair*; **Olexandr Kuzemko** — *Post-Graduate Student*, **Saleh M M Jordan** — *Post-Graduate Student*.

Chair of a designing computer and telecommunication technology, Vinnytsia National Technical University

Liudmyla Lischinska — *Assistant Professor of Vinnytsia trade-economic institute*.