

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 621.3.011.212

Л. Б. Ліщинська, к. т. н., доц.; І. В. Булига; О. В. Войцеховська, к. т. н.

ОПТИМІЗАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ ПОМНОЖУВАЧА ІНДУКТИВНОСТІ

Розроблено методику підвищення коефіцієнта множення індуктивності шляхом використання узагальненого перетворювача імітансу як помножувача оптимальної індуктивності.

Вступ

Помножувач індуктивності — це активний чотириполосник, значення вхідної $L_{\text{вх}}$ (вхідної $L_{\text{вих}}$) індуктивності якого залежить від індуктивності навантаження $L_{\text{н}}$ (генератора $L_{\text{г}}$) та в K_L разів перевищує її [1].

Параметр

$$K_{L_{\text{вх}}} = L_{\text{вх}}/L_{\text{н}} \quad \text{або} \quad K_{L_{\text{вих}}} = L_{\text{вих}}/L_{\text{г}} \quad (1)$$

є коефіцієнтом множення індуктивності, і чим він більший, тим вище ефективність помножувача індуктивності.

Можливі, як мінімум, два напрямки використання помножувачів індуктивності. Перший пов'язаний з підвищенням чутливості індуктивних сенсорів, а інший дозволяє при масовому виробництві певного класу мікросхем приблизно в K_L разів економити кількість золота, що використовується у виготовленні плоских спіральних котушок індуктивності.

У теперішній час формуються два шляхи реалізації помножувачів індуктивності — реалізація однокристальних помножувачів індуктивності на базі транзисторів, а також створення їх схемотехнічних аналогів. Недоліком останніх є обмежений частотний діапазон роботи, що пов'язано з впливом паразитних реактивних зв'язків. Частотний діапазон однокристальних помножувачів обмежений, як правило, частотою рівною $0,5 f_T$, де f_T — гранична частота транзистора, та може досягати декількох десятків гігагерц.

Під час створення таких помножувачів важливо визначити умови, які висуваються до транзисторної структури, а також до величини перетворюваної індуктивності ($L_{\text{н}}$ або $L_{\text{г}}$) та забезпечують отримання максимального значення K_L . Використовуючи імітансу W -матрицю транзисторної структури, отримуємо аналітичні розв'язки вищесформульованих задач.

Аналітичне обґрунтування вимог до параметрів чотириполосників для використання їх як помножувачів індуктивності

Виходячи з визначення, як помножувача індуктивності можна використовувати чотириполосник, у якого вхідний $W_{\text{вх}}$ (вихідний $W_{\text{вих}}$) імітанс залежить від імітансу навантаження $W_{\text{н}}$ (генератора $W_{\text{г}}$). Такі чотириполосники отримали назву — узагальнені перетворювачі імітансу (УПІ) [2]. Враховуючи, що для лінійного чотириполосника (або малосигнального режиму його роботи) справедливі рівняння [3]:

$$W_{\text{вх}} = W_{11} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{22} + W_{\text{н}}} = \text{Re } W_{\text{вх}} + j \text{Im } W_{\text{вх}}, \quad (2)$$

$$W_{\text{вих}} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{11} + W_{\Gamma}} = \text{Re } W_{\text{вих}} + j \text{Im } W_{\text{вих}}, \quad (3)$$

$$\text{де } \text{Re } W_{\text{вих}} = \text{Re } W_{22} - \frac{\text{Re}(W_{12}W_{21}) + \sigma_{\Gamma} \text{Im}(W_{12}W_{21})}{(1 + \sigma_{\Gamma}^2) \text{Re}(W_{11} + W_{\Gamma})};$$

$$\text{Im } W_{\text{вих}} = \text{Im } W_{22} - \frac{\text{Im}(W_{12}W_{21}) - \sigma_{\Gamma} \text{Re}(W_{12}W_{21})}{(1 + \sigma_{\Gamma}^2) \text{Re}(W_{11} + W_{\Gamma})};$$

$$\text{Im } W_{\text{вх}} = \text{Im } W_{11} - \frac{\text{Im}(W_{12}W_{21}) - \sigma_{\text{H}} \text{Re}(W_{12}W_{21})}{(1 + \sigma_{\text{H}}^2) \text{Re}(W_{22} + W_{\text{H}})};$$

$$\text{Re } W_{\text{вх}} = \text{Re } W_{11} - \frac{\text{Re}(W_{12}W_{21}) + \sigma_{\text{H}} \text{Im}(W_{12}W_{21})}{(1 + \sigma_{\text{H}}^2) \text{Re}(W_{22} + W_{\text{H}})};$$

$$\sigma_{\Gamma} = \frac{\text{Im}(W_{11} + W_{\Gamma})}{\text{Re}(W_{11} + W_{\Gamma})}; \quad \sigma_{\text{H}} = \frac{\text{Im}(W_{22} + W_{\text{H}})}{\text{Re}(W_{22} + W_{\text{H}})},$$

то необхідною умовою використання чотиріполюсника як помножувача індуктивності повинна бути його невзаємність — тобто $W_{12} \neq 0$ та $W_{21} \neq 0$.

Усі види УПІ поділяються на конвертори та інвертори. Враховуючи, що інвертори перетворюють характер реактивності на протилежний, вони не можуть бути використані в якості помножувача індуктивності. Цю роль виконують конвертори імітансу, які характеризуються прямим $T_{\text{к}}$ та зворотним $T'_{\text{к}}$ коефіцієнтами конверсії [2]:

$$T_{\text{к}} = W_{\text{вх}}/W_{\text{H}}; \quad T'_{\text{к}} = W_{\text{вих}}/W_{\Gamma}.$$

У випадку ідеального конвертора імітансу, коефіцієнт конверсії не залежить від величини перетворюваного імітансу, що досягається виконанням умов

$$\Delta W = W_{11}W_{22} - W_{12}W_{21} = 0; \quad W_{22} \gg W_{\text{H}}; \quad W_{11} \gg W_{\Gamma}.$$

Коефіцієнти конверсії при цьому дорівнюють

$$T_{\text{к}} = W_{11}/W_{22}; \quad T'_{\text{к}} = W_{22}/W_{11},$$

а перетворювані імітанси описуються виразами

$$W_{\text{вх}} = T_{\text{к}} W_{\text{H}} = \frac{W_{11}}{W_{22}} W_{\text{H}}; \quad W_{\text{вих}} = T'_{\text{к}} W_{\Gamma} = \frac{W_{22}}{W_{11}} W_{\Gamma}.$$

В загальному випадку $T_{\text{к}}$ та $T'_{\text{к}}$ — комплексні величини

$$T_{\text{к}} = \text{Re } T_{\text{к}} + j \text{Im } T_{\text{к}};$$

$$T'_{\text{к}} = \text{Re } T'_{\text{к}} + j \text{Im } T'_{\text{к}}$$

в крайніх випадках:

1. $T_{\text{к}} = j \text{Im } T_{\text{к}}$ — чисто уявна величина;

2. $T_{\text{к}} = \text{Re } T_{\text{к}}$ — чисто дійсна величина.

У першому випадку відбуватиметься інверсія характеру реактивного імітансу, що характерно для мутаторів, і такий конвертор не може бути використаний як помножувач індуктивності.

В другому випадку, наприклад для $W_{\text{H}} = j\omega L_{\text{H}}$, знаходимо $W_{\text{вх}} = j\omega L_{\text{H}} \text{Re } T_{\text{к}} = j\omega L_{\text{H}} \text{Re}(W_{11}/W_{22}) = j\omega L_{\text{вх}}$. Звідки

$$K_L = \frac{L_{\text{вх}}}{L_{\text{H}}} = \text{Re}(W_{11}/W_{22}).$$

Або аналогічно

$$K'_L = \frac{L_{\text{вих}}}{L_{\text{г}}} = \operatorname{Re}(W_{22}/W_{11}).$$

Тобто дійсний конвертор імітансу може бути використаний як помножувач індуктивності, але, оскільки $K_L = 1/K'_L$, то при одному напрямку перетворення цей коефіцієнт більше одиниці, а при зворотному — завжди менше одиниці.

У випадку комплексного характеру коефіцієнта конверсії ідеального конвертора імітансу, його коефіцієнт множення індуктивності буде дорівнювати:

$$K_L = \frac{W_{11}}{W_{22}} = \frac{\operatorname{Re} W_{11} \pm j \operatorname{Im} W_{11}}{\operatorname{Re} W_{22} \pm j \operatorname{Im} W_{22}} = \operatorname{Re} K_L \pm j \operatorname{Im} K_L.$$

Звідки

$$W_{\text{вх}} = (\operatorname{Re} K_L \pm j \operatorname{Im} K_L) j \omega L_{\text{н}} = j \omega L_{\text{н}} \operatorname{Re} K_L \mp \omega L_{\text{н}} \operatorname{Im} K_L = \pm \operatorname{Re} W_{\text{вх}} + j \omega L_{\text{вх}}. \quad (4)$$

Аналіз (4) показує, що наявність реактивної складової коефіцієнта множення індуктивності призводить:

1. У випадку, коли $\operatorname{Im} K_L < 0$, до збільшення дисипативних втрат в перетворюваному імітансі, і, як наслідок, до зниження добротності перетвореної індуктивності;

2. У випадку, коли $\operatorname{Im} K_L > 0$, до появи негативного дійсного імітансу — $\omega L_{\text{н}} \operatorname{Im} K_L$, що погіршує стабільність перетвореної індуктивності і може привести до самозбудження схеми.

Враховуючи, що

$$\operatorname{Re} K_L = \frac{\operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Im} W_{11} \operatorname{Im} W_{22}}{\operatorname{Re}^2 W_{22} + \operatorname{Im}^2 W_{22}};$$

$$\operatorname{Im} K_L = \frac{\operatorname{Im} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Im} W_{22}}{\operatorname{Re}^2 W_{22} + \operatorname{Im}^2 W_{22}}$$

для виключення цих недоліків, необхідно забезпечити виконання умови

$$\operatorname{Im} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} = \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Im} W_{22}, \quad (5)$$

за якою $\operatorname{Im} T_{\text{к}} = 0$.

У цьому випадку коефіцієнт множення індуктивності набуде значення

$$K_L = \operatorname{Re} K_L = \frac{\operatorname{Re} W_{22}}{\operatorname{Re} W_{11}} \left| \frac{W_{11}}{W_{22}} \right|.$$

Слід звернути увагу, що досягнення виконання умови (5) можливе як шляхом доповнення УПІ активними, так і реактивними компонентами, а також їх послідовним або паралельним включенням, залежно від обраної системи параметрів, що розширює можливість їх практичного застосування.

В ідеальному випадку можна шляхом компенсації забезпечити умову, коли $\operatorname{Im} W_{11} \rightarrow 0$ та $\operatorname{Im} W_{22} \rightarrow 0$. Тоді $\operatorname{Im} K_L \rightarrow 0$, а $\operatorname{Re} K_L \rightarrow \frac{\operatorname{Re} W_{11}}{\operatorname{Re} W_{22}}$, що відповідає потенційному значенню

коефіцієнта множення індуктивності даного чотириполюсника і може бути використане, як один з критеріїв порівняльної оцінки їх ефективності.

Визначення оптимального значення перетворюваного імітансу

Визначимо оптимальне приведенне значення перетворюваного імітансу σ_{Γ_0} для випадку забезпечення максимального значення перетвореної індуктивності $L_{\text{вих max}}$. З цією метою, використовуючи (3), розв'язуємо відносно σ_{Γ_0} рівняння

$$\frac{\partial \operatorname{Im} W_{\text{вих}}}{\partial \sigma_{\Gamma o}} = \frac{\operatorname{Re}(W_{12}W_{21})(1 + \sigma_{\Gamma o}^2) \operatorname{Re}(W_{11} + W_{\Gamma}) + \left[\operatorname{Im}(W_{12}W_{21}) - \sigma_{\Gamma o} \operatorname{Re}(W_{12}W_{21}) \right] \operatorname{Re}(W_{11} + W_{\Gamma}) 2\sigma_{\Gamma o}}{(1 + \sigma_{\Gamma o}^2) \operatorname{Re}^2(W_{11} + W_{\Gamma})} = 0.$$

Після перетворень знаходимо

$$\sigma_{\Gamma o} = \frac{\operatorname{Im}(W_{12}W_{21}) \pm |W_{12}W_{21}|}{\operatorname{Re}(W_{12}W_{21})}. \quad (6)$$

У разі проведення розв'язання в термінах опору ($W = Z$), з урахуванням того, що $\sigma_{\Gamma o} > 0$, отримуємо:

$$\sigma_{\Gamma o} = \frac{\operatorname{Im}(Z_{12}Z_{21}) + |Z_{12}Z_{21}|}{\operatorname{Re}(Z_{12}Z_{21})}. \quad (7)$$

Використовуючи параметри провідності ($W = Y$), з урахуванням того, що в цьому випадку $\sigma_{\Gamma o} < 0$, знаходимо:

$$\sigma_{\Gamma o} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{12}Y_{21}) - |Y_{12}Y_{21}|}{\operatorname{Re}(Y_{12}Y_{21})}. \quad (8)$$

Вирази (7) і (8) визначають оптимальне значення приведенного перетворюваного імітансу, з яким забезпечується одержання максимального значення перетвореної індуктивності $L_{\text{вих max}}$.

Для знаходження оптимального значення перетворюваної індуктивності $L_{\Gamma \text{opt}}$, використовуючи (3) і (6), розв'язуємо рівняння:

$$\frac{\operatorname{Im}(W_{12}W_{21}) \pm |W_{12}W_{21}|}{\operatorname{Re}(W_{12}W_{21})} = \frac{\operatorname{Im}(W_{\Gamma} + W_{11})}{\operatorname{Re}(W_{\Gamma} + W_{11})}.$$

Звідки

$$\operatorname{Im} W_{\Gamma \text{opt}} = \frac{\operatorname{Re}(W_{\Gamma} + W_{11}) \left[\operatorname{Im}(W_{12}W_{21}) \pm |W_{12}W_{21}| \right] - \operatorname{Im} W_{11} \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})}{\operatorname{Re}(W_{12}W_{21})}.$$

Або в термінах опору, з урахуванням того, що $\operatorname{Im} Z_{\Gamma \text{opt}} = \omega L_{\Gamma \text{opt}} > 0$ та $|Z_{12}Z_{21}| > \operatorname{Im}(Z_{12}Z_{21})$, знаходимо

$$L_{\Gamma \text{opt}} = \frac{\operatorname{Re}(Z_{\Gamma} + Z_{11}) \left[\operatorname{Im}(Z_{12}Z_{21}) + |Z_{12}Z_{21}| \right] - \operatorname{Im} Z_{11} \operatorname{Re}(Z_{12}Z_{21})}{\omega \operatorname{Re}(Z_{12}Z_{21})}. \quad (9)$$

Аналіз (9) показує, що величина $L_{\Gamma \text{opt}}$ буде тим менше, чим менше значення $\operatorname{Re} Z_{\Gamma}$, тобто чим вище власна добротність перетворюваної індуктивності.

У граничному випадку, коли $\operatorname{Re} Z_{\Gamma} \rightarrow 0$, отримуємо:

$$L_{\Gamma \text{opt min}} = \frac{\operatorname{Re} Z_{11} \left[\operatorname{Im}(Z_{12}Z_{21}) + |Z_{12}Z_{21}| \right] - \operatorname{Im} Z_{11} \operatorname{Re}(Z_{12}Z_{21})}{\omega \operatorname{Re}(Z_{12}Z_{21})}, \quad (10)$$

що відповідає максимальному значенню перетворюваної індуктивності і коефіцієнту множення індуктивності на частоті ω .

Розрахунок максимально-досяжного коефіцієнта множення індуктивності

Підставляючи (6) в (3), після перетворень знаходимо максимальне значення реактивної складової перетвореного імітансу.

$$\text{Im } W_{\text{вих}}(\sigma_{\Gamma \text{opt}}) = \text{Im } W_{22} + \frac{\text{Re}^2(W_{12}W_{21})}{2 \text{Re}(W_{11} + W_{\Gamma})[|W_{12}W_{21}| + \text{Im}(W_{12}W_{21})]}.$$

Або в термінах опору:

$$\text{Im } Z_{\text{вих}}(\sigma_{\Gamma \text{opt}}) = \text{Im } Z_{22} + \frac{\text{Re}^2(Z_{12}Z_{21})}{2 \text{Re}(Z_{11} + Z_{\Gamma})[|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})]} = \omega L_{\text{вих}}(\sigma_{\Gamma \text{opt}}). \quad (11)$$

Звідки

$$L_{\text{вих}}(\sigma_{\Gamma \text{opt}}) = \frac{2 \text{Im } Z_{22} \text{Re}(Z_{11} + Z_{\Gamma})[|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})] - \text{Re}^2(Z_{12}Z_{21})}{2\omega \text{Re}(Z_{11} + Z_{\Gamma})[|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})]}.$$

У ідеальному випадку, коли $Q_{\Gamma} \rightarrow \infty$, а $\text{Re } Z_{\Gamma} \rightarrow 0$, знаходимо максимальне граничне значення перетвореної індуктивності

$$L_{\text{вих}}^{\text{max}}(\sigma_{\Gamma \text{opt}}) = \frac{2 \text{Im } Z_{22} \text{Re } Z_{11} [|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})] - \text{Re}^2(Z_{12}Z_{21})}{2\omega \text{Re } Z_{11} [|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})]}.$$

Поділивши (12) на (9), знаходимо коефіцієнт множення індуктивності $K_L(\sigma_{\Gamma \text{opt}})$ для випадку використання оптимального значення реальної перетворюваної індуктивності $L_{\Gamma \text{opt}}$:

$$K_L(\sigma_{\Gamma \text{opt}}) = \frac{\text{Re}(Z_{12}Z_{21})}{2 \text{Re}(Z_{11} + Z_{\Gamma})[|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})]} \times \frac{\{2 \text{Im } Z_{22} \text{Re}(Z_{11} + Z_{\Gamma})[|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})] - \text{Re}^2(Z_{12}Z_{21})\}}{\{\text{Re}(Z_{\Gamma} + Z_{11})[|\text{Im}(Z_{12}Z_{21})| + |Z_{12}Z_{21}|] - \text{Im } Z_{11} \text{Re}(Z_{12}Z_{21})\}}.$$

В ідеальному випадку ця величина для $\text{Re } Z_{\Gamma} \rightarrow 0$ прагне до значення

$$K_L^{\text{max}}(\sigma_{\Gamma \text{opt}}) = \frac{\text{Re}(Z_{12}Z_{21})}{2 \text{Re } Z_{11} [|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})]} \times \frac{\{2 \text{Im } Z_{22} \text{Re } Z_{11} [|Z_{12}Z_{21}| + \text{Im}(Z_{12}Z_{21})] - \text{Re}^2(Z_{12}Z_{21})\}}{\{\text{Re } Z_{11} [|\text{Im}(Z_{12}Z_{21})| + |Z_{12}Z_{21}|] - \text{Im } Z_{11} \text{Re}(Z_{12}Z_{21})\}}. \quad (14)$$

Експериментальна перевірка коректності отриманих рішень

Для перевірки коректності отриманих рішень реалізовані однокристалні помножувачі індуктивності, які використовують польовий транзистор Шоттки ЗП321А, включений за схемою зі спільним стоком та одноперехідний транзистор КТ117, ввімкнений за схемою зі спільною базою 2 (рис. 1).

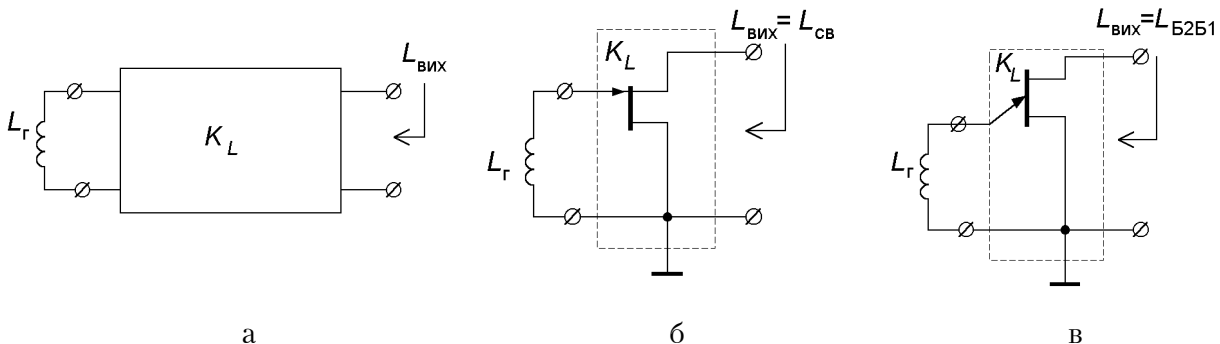


Рис. 1. Умовне позначення (а) та високочастотні схеми помножувачів індуктивності на польовому (б) та одноперехідному (в) транзисторах

Колами живлення забезпечувалась робоча точка в активній області. Імітансні W -параметри транзисторів розраховувались з використанням їх фізичних еквівалентних схем, описаних в роботах [4, 5] з використанням стандартного програмного пакету AWR Microwave Office. Далі, шляхом використання виразів (3), (10), (13), (14), розраховані залежності дійсної $\text{Re } Z_{\text{вих}}$ та уявної $\text{Im } Z_{\text{вих}}$ складових вихідного опору цих схем, оптимальне значення перетворюваної індуктивності $L_{T \text{ opt}}$, значення перетвореної індуктивності $L_{\text{вих}}$ та коефіцієнт множення індуктивності K_L , який досягається при цьому, від приведеної частоти $\Omega_T = f/f_T$. Результати розрахунків подані на рис. 2.

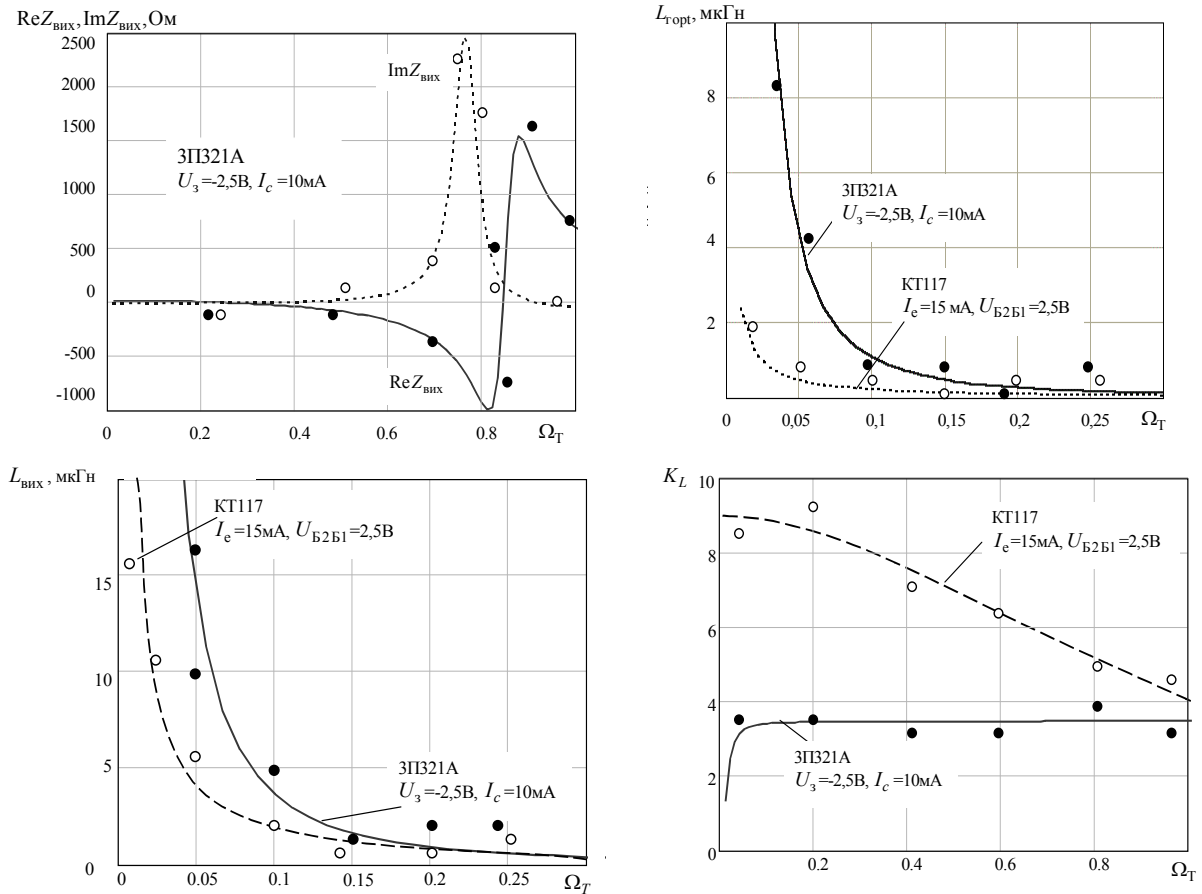


Рис. 2. Залежності $\text{Re } Z_{\text{вих}}$, $\text{Im } Z_{\text{вих}}$, $L_{T \text{ opt}}$, $L_{\text{вих}}$ та K_L від Ω_T

З графіків видно, що як величина перетворюваної індуктивності L_T , так і величина перетвореної індуктивності $L_{\text{вих}}$ для обох помножувачів з ростом частоти знижується. При цьому коефіцієнт множення індуктивності у разі використання польового транзистора в діапазоні частот 1...10 ГГц зростає на 10 %, а у разі використання одноперехідного транзистора відбувається його суттєве зниження (більше ніж 50 %) в діапазоні частот 20...100 МГц. Однак при цьому необхідно звернути увагу на те, що коефіцієнт множення індуктивності одноперехідного транзистора досягає значення $K_L = 9$, а з використанням польового транзистора він не перевищує 3,6 одиниць.

Для експериментального підтвердження отриманих результатів використовувалась методика вимірювання вхідного перетвореного повного опору з використанням фазового вольтметра ФК2-12, яка описана в [6]. Результати експериментальних досліджень, подані на рис. 2 точками, показують розходження результатів розрахунків та натурних експериментів в межах $\pm 10 \%$, що вказує на коректність отриманих результатів.

Висновки

1. Проведена оптимізація параметрів помножувача індуктивності показала, що необхідною умовою використання чотириполосника як помножувача індуктивності є його невіддільність, причому коефіцієнт конверсії T_k не повинен бути чисто уявним.

2. Наявність реактивної складової коефіцієнта конверсії T_k призводить до комплексної величини коефіцієнта множення індуктивності K_L . Якщо $\text{Im } K_L < 0$, то відбувається збільшення дисипативних втрат в перетворюваному імітансі та зниження добротності перетвореної індуктивності; а якщо $\text{Im } K_L > 0$, то виникає негативний дійсний імітанс, що погіршує стабільність перетвореної індуктивності і може привести до самозбудження схеми.

3. Розраховане значення оптимальної перетворюваної провідності $L_{T \text{ opt}}$ дозволило визначити максимально-досяжне значення коефіцієнта множення індуктивності K_L . Експериментальні дослідження для діапазону приведених частот $\Omega_T = 0 \dots 1$ показали, що K_L помножувача індуктивності на одноперехідному транзисторі КТ117 досягає значення $K_L = 9$, а на польовому транзисторі ЗПЗ21А він не перевищує 3,6.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Филинюк Н. А., Куземко А. М., Булига И. В. Полупроводниковый умножитель индуктивности // Вісник Хмельницького національного університету. — 2007. — Т. 1(93), № 3. — С. 150—152.
2. Филинюк Н. А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах. — М.: Радио и связь, 1987. — 124 с.
3. Богачев В. М., Никифоров В. В. Транзисторные усилители мощности. — М.: Энергия, 1978. — 344 с.
4. Филинюк М. А. Основи негatronіки: У 2 т. / Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. — Т. 1: Теоретичні і фізичні основи негatronіки. — 456 с.
5. Гаряинов С. А., Абезгауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. — М.: Энергия, 1970. — 320 с.
6. Филинюк М. А., Гаврілов Д.В. Метрологічні основи негatronіки. — Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. — 188 с.

Рекомендована кафедрою проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури

Надійшла до редакції 19.02.08
Рекомендована до друку 24.03.08

Ліщинська Людмила Броніславівна — доцент кафедри фінансового контролю та аналізу, Вінницький інститут Київського національного торговельно-економічного університету;
Булига Ігор Володимирович — інженер ТОВ «СБІ», м. Вінниця;
Войцеховська Олена Валеріївна — інженер кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури, Вінницький національний технічний університет