

УДК 621.396

В. М. Кичак, д.т.н., проф.; Н. Г. Курилова, асп.**ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОЧАСТОТНИХ ПЕРЕМИКАЧІВ НА БАЗІ ІНДУКТИВНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ НЕГАТРОНІВ**

Побудовано математичні моделі радіочастотного перемикача на базі транзисторного індуктивного негatrona з використанням матриць передачі, визначено активний опір перемикача на частоті сигналу при відсутності сигналу керування, отримано залежність динамічного опору від потрібного зменшення коефіцієнта передачі. Отримано вираз для оцінки відношення потужності сигналу керування до потужності вихідного сигналу в режимі пропускання.

Ключові слова: радіочастотний перемикач, частотне представлення інформації, радіочастотне керування, радіоімпульсні логічні елементи, транзисторні негatronи, транзисторні аналоги реактивностей.

Вступ

Для побудови частотно-імпульсних логічних елементів (ЧІЛЕ) широко використовуються елементи керування амплітудою НВЧ коливань – частотні перемикачі. Сьогодні в різноманітних радіотехнічних пристроях, а також у вимірювальній техніці використовуються різні типи НВЧ перемикачів, проте вони непридатні для побудови ЧІЛЕ. Це пов'язано з тим, що в радіотехнічних пристроях ними керують за допомогою відеоімпульсів. Такий спосіб керування перемикачами в радіоімпульсних логічних елементах вимагає додаткових перетворень радіоімпульсів у відеоімпульси. Внаслідок цього, в елементі з'являються імпульсні кола, що викликає додаткову затримку, – і схема ускладнюється [1]. Крім того за своїми основними характеристиками радіотехнічні перемикачі також не підходять для їх використання в логічних елементах. Радіотехнічні перемикачі повинні забезпечувати максимальний перепад вихідної потужності і малі втрати в режимі пропускання [2]. Через це смуга пропускання резонансної системи перемикача в режимі “закрито” значно менша, ніж в режимі ”пропускання”. У перемикачах з радіоімпульсним керуванням, які використовуються в логічних елементах, не вимагається максимальний перепад потужності, а необхідно при заданому перепаді забезпечити рівні смуги в режимі “закрито” і “відкрито” при мінімальному рівні керуючої потужності. Таким чином, для керування амплітудою в логічних пристроях необхідні спеціальні перемикачі.

Постановка задачі

В останніх наукових дослідженнях [3, 4] запропоновані радіочастотні перемикачі на базі динамічних негatronів, в яких використовується зміна активної і реактивної складових повного опору. Аналіз цих праць показує, що такі пристрої характеризуються рядом переваг, і водночас ці пристрої недостатньо досліджені. Так, повністю відсутні дослідження, які дають можливість оцінити вплив виробничо-технологічних відхилень параметрів компонентів на вихідні параметри, не проведена їх оптимізація, не розроблені методи синтезу. Для розв'язання цих задач необхідно побудувати математичні моделі таких елементів, це і є метою нашої праці.

Основна частина

Математичні моделі таких елементів – це залежність їх основних параметрів: коефіцієнта передачі, перепаду потужності на виході в режимах “відкрито” і “закрито” від параметрів компонентів принципової електричної схеми, напруг і струмів живлення, а також залежність потужності керування від цих параметрів і т. ін.

Для аналізу процесів, які мають місце в перемикачеві, будемо використовувати квазілінійний метод і введемо такі спрощення: власні частоти резонансних систем перемикача збігаються з частотою сигналу і керування; коливальні системи досить вузько

смужні, тому впливом гармонійних складових можна нехтувати; фільтри, які використовуються в схемі перемикача, мають високу добротність і їх вплив на роботу перемикача не враховуємо.

Розробку математичної моделі перемикача почнемо з визначення залежності середнього опору транзисторного негatrona від напруги сигналу і керування.

Напруга на транзисторі буде дорівнювати:

$$U_T = U_c \cos \omega_c t + U_k \cos \omega_k t, \quad (1)$$

де U_c, U_k – амплітуди напруг сигналу ω_c і керування ω_k .

При апроксимації динамічної вхідної характеристики транзистора поліномом 3-го степеня маємо:

$$i_T(U_T) = I_0 + \alpha(U_c \cos \omega_c t + U_k \cos \omega_k t) + \beta(U_c \cos \omega_c t + U_k \cos \omega_k t)^2 + \gamma(U_c \cos \omega_c t + U_k \cos \omega_k t)^3. \quad (2)$$

Амплітуди складових струмів на частотах сигналу і керування можна знайти, розкладаючи (2) в ряд Фур'є [5]:

$$I_c = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_T(U_T) \cos \omega_c t d\omega_c t, \quad I_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_T(U_T) \cos \omega_k t d\omega_k t.$$

Інтегруючи останній вираз з врахуванням (2), отримаємо:

$$I_c = -\alpha U_c + \frac{3}{4} \gamma U_c^2 + \frac{1}{2} U_k^2 U_c, \quad I_k = -\alpha U_k + \frac{3}{4} \gamma U_k^2 + \frac{1}{2} U_c^2 U_k. \quad (3)$$

Відповідно середні опори транзистора на частотах сигналу і керування дорівнюють:

$$R_{TC} = \frac{U_c}{I_c} = \frac{4}{-4\alpha + \gamma(3U_c^2 + 2U_k^2)}, \quad R_{TK} = \frac{U_k}{I_k} = \frac{4}{-4\alpha + \gamma(3U_k^2 + 2U_c^2)}. \quad (4)$$

Встановимо зв'язок між перепадом потужності сигналу на виході перемикача в режимі “відкрито” і “закрито” і рівнями потужності сигналу і керування. Для цього розглянемо схему перемикача, показану на рис. 1.

Проаналізуємо режим пропускання, коли потужність керування відсутня. Коефіцієнт передачі потужності в такому перемикачеві можна розрахувати шляхом визначення сумарної матриці передачі елементу:

$$T = [T_1][T_2][T_3][T_4] = \begin{vmatrix} e^{j(\theta_1 - \theta_2)} \left[\left(1 + \frac{Z_1}{2} \right) \left(1 - \frac{Y_1}{2} \right) + \frac{Z_1 Y_1}{4} \right] & e^{j(\theta_1 + \theta_2)} \left[\left(1 + \frac{Z_1}{2} \right) - \frac{Z_1}{2} \left(1 + \frac{Y_1}{2} \right) \right] \\ \frac{Z_1}{2} \left(1 + \frac{Y_1}{2} \right) e^{j(\theta_2 - \theta_1)} - \left(1 - \frac{Z_1}{2} \right) \frac{Y_1}{2} e^{j(\theta_1 - \theta_2)} \frac{Z_1 Y_1}{2} e^{j(\theta_2 - \theta_1)} - \left(1 - \frac{Z_1}{2} \right) \left(1 - \frac{Y_1}{2} \right) e^{j(\theta_1 - \theta_2)} \end{vmatrix},$$

де T_1, T_3 – матриці передачі відрізків лінії передачі; T_2 – матриця передачі транзисторного негatrona; T_4 – матриця передачі провідності навантаження; $\theta_i = \frac{4\pi l_i}{\lambda}$ – фазовий зсув, що вноситься i -м відрізком; l_i – довжина відрізка; Z_i – нормований повний опір транзисторного негatrona; Y_i – нормована повна провідність навантаження.

$$\tau = S_{21} = \frac{1}{t_{11}} = \left\{ e^{j(\theta_1 - \theta_2)} \left[\left(1 + \frac{Z_1}{2} \right) \left(1 + \frac{Y_1}{2} \right) + \frac{Z_1 Y_1}{4} \right] \right\}^{-1}. \quad (5)$$

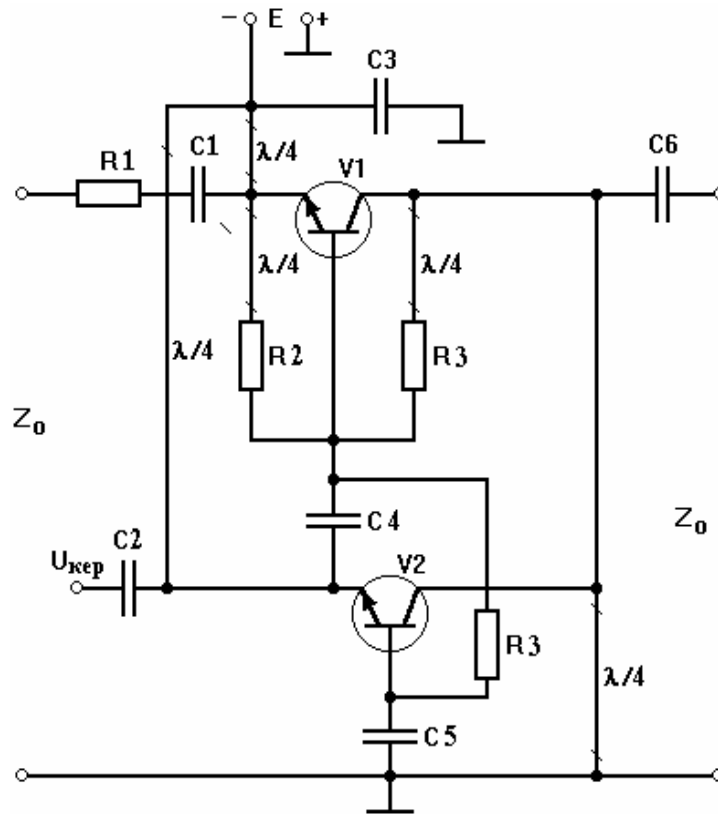


Рис. 1. Радіочастотний перемикач

Якщо для спрощення нехтувати впливом відрізків ліній передач і враховувати введені вище допущення, то вираз (5) для коефіцієнта передачі можна записати так:

$$\tau = \frac{2}{(1 + G_n)(R_T + 1) + 1}. \quad (6)$$

При виборі режиму роботи перемикача необхідно забезпечити мінімальну величину відношення потужності керування до потужності сигналу на вході, для чого бажано підвищувати рівень вихідної потужності сигналу при заданому коефіцієнті підсилення в режимі пропускання. Цього можна досягнути шляхом збільшення потужності вхідного сигналу, проте в цьому випадку зменшується підсилення через зменшення від'ємного опору, як показано в [6].

Зменшення підсилення при робочому рівні потужності сигналу, порівняно з підсиленням при дуже малих потужностях сигналу, визначається так:

$$\frac{K_n}{K_M} = \frac{(1 + G_{n,}) (1 + R_{TM}) + 1}{(1 + G_{n,}) (1 + R_{Tn}) + 1}, \quad (7)$$

де R_{TM} , R_{Tn} – приведені середні значення динамічного активного опору транзисторного негatrona при нескінченно малій потужності сигналу на вході і в режимі пропускання;

$G_{n,}$ – приведена провідність навантаження на частоті сигналу;

K_n , K_M – коефіцієнти підсилення сигналу в режимі пропускання і при нескінченно малому сигналі.

Із виразу (7) можна визначити середній активний опір транзисторного негatrona на частоті сигналу при відсутності сигналу керування:

$$R_{Tn} = \frac{K_M}{K_n} \left(\frac{1}{1 + G_{YC}} + R_{TM} + 1 \right) - \frac{1}{1 + G_{HC}} - 1. \quad (8)$$

Розглянемо тепер режим роботи, при якому на перемикач подається керуючий сигнал. У цьому випадку середній активний опір транзисторного негatrona на частоті сигналу збільшується і, відповідно, зменшується коефіцієнт підсилення сигналу. Враховуючи, що потужність вхідного сигналу залишається постійною, залежність перепаду потужності на вході перемикача при зміні опору транзистора визначається так:

$$\frac{K_{II}}{K_3} = \frac{R_{T3} + G_{HC} + R_{T3}G_{HC} + 2}{R_{TII} + G_{HC} + R_{TII}G_{HC} + 2}, \quad (9)$$

де R_{T3} – середній динамічний опір транзисторного негatrona на частоті сигналу при одночасній дії потужності сигналу і потужності керування;

K_3 – коефіцієнт передачі сигналу в режимі “закрито”.

Підставляючи в (9) (8) і розв’язуючи його відносно R_{T3} , отримаємо залежність динамічного опору транзисторного негatrona від потрібного зменшення коефіцієнта підсилення:

$$R_{T3} = \frac{K_M}{K_3} (R_{TM} + G_{HC} + 2) - G_{HC} - 2. \quad (10)$$

Далі потрібно визначити потужність керування, необхідну для отримання бажаного зменшення коефіцієнта підсилення сигналу в режимі “закрито”. Величину напруги на частоті керування, необхідну для зменшення коефіцієнта підсилення на частоті сигналу до заданої величини, визначимо із виразу (3) і (5) при умові $R_{TM}=I$:

$$U_k^2 = \frac{2(1 - \alpha A)}{\gamma A} - \frac{3\gamma U_{c3}^2}{2}, \quad (11)$$

де U_{c3} – напруга сигналу на транзисторному негatronі в режимі “закрито”;

$$A = \frac{K_M}{K} (\alpha + G_{HC} + 2) - G_{HC} - 2.$$

Напругу сигналу на транзисторному негatronі, за наявності напруги керування, можна визначити через напругу сигналу, при відсутності потужності керування, у випадку, якщо вхідна напруга буде постійною, тобто:

$$U_M = U_C (G_{HC} R_{TC} + 1) + U_C (G_{HC} R_T + 1), \quad (12)$$

де U_M – амплітуда напруги джерела сигналу.

Із (12) визначимо напругу сигналу в режимі затухання:

$$U_{..} = \frac{G_{..} R_{T..} + 1}{G_{..} R_T + 1} U_{..} \quad (13)$$

Напругу сигналу на транзисторному негatronі, при відсутності керуючої напруги, можна визначити із виразів (4) і (8):

$$U_{c n}^2 = \frac{16}{3\gamma A} + \frac{4\alpha}{3\gamma}. \quad (14)$$

Підставляючи (14) і значення опорів R_{TII} , R_{T3} із (8), (10) в (13), отримаємо вираз для напруги сигналу в режимі “закрито”:

$$U_{c k} = \frac{1 + G_{..} B}{1 + G_{..} A} \sqrt{\left(\frac{16}{3\gamma A} + \frac{4\alpha}{3\gamma} \right)}, \quad (15)$$

де $B = \frac{K_M}{K_n}(\alpha + G_{HC} + 2) - G_{HC} - 2$.

Підставляючи (15) в (11), отримаємо залежність напруги на частоті керування від параметрів динамічної вольт-амперної характеристики транзисторного нагатора та коефіцієнта передачі в режимах “закрито” і “відкрито”:

$$U_k = \left[\frac{2(1 - \alpha A)}{\gamma A} - 2 \left(\frac{1 + G_{H,,B}}{1 + G_{H,,A}} \right)^2 \left(\frac{4}{A} + \alpha \right)^{1/2} \right]. \quad (16)$$

Відношення потужності керування P_k до потужності сигналу P_{cn} в режимі пропускання, за умови рівності провідностей навантаження на входах кіл сигналу і керування, можна визначити за виразом:

$$\frac{P_k}{P_{cn}} = \frac{U_k^2}{U_{cn}^2} = \left[\frac{2(-\alpha A)}{\gamma A} - 2 \left(\frac{1 - G_{H,,B}}{1 + G_{H,,A}} \right)^2 \left(\frac{4}{A} + \alpha \right) \right] \left(\frac{16}{3\gamma B} + \frac{4\alpha}{3\gamma} \right)^{-1}. \quad (17)$$

Підставляючи (13) і (15) в (4), отримаємо залежність середнього опору транзистора на частоті керування від коефіцієнтів передачі в режимі “закрито” і “відкрито”:

$$R_{TK} = \frac{2}{\gamma \left\{ \left(\frac{1 - \alpha A}{\gamma A} \right) + \left(\frac{4}{B} + \alpha \right) \left[\left(\frac{1 + G_{H,,B}}{1 + G_{H,,A}} \right)^2 + \frac{4}{3\gamma} \right] \right\} - 2\alpha}. \quad (18)$$

Знаючи величину середнього опору на частоті керування, відповідно до (18), (8) і (10), можна визначити коефіцієнт підсилення на частоті керування в перемикачеві.

Таким чином, отримаємо математичні моделі частотного перемикача, які зв'язують його вихідні параметри з параметрами транзисторного нагатора, напруги вхідного сигналу і сигналу керування.

Використовуючи вирази (11), (14), (15), (16), розраховані залежності сигналу на виході від керуючої напруги. Графіки залежності напруги сигналу, приведеної до напруги сигналу в режимі згасання, від напруги керування зображені на рис. 2.

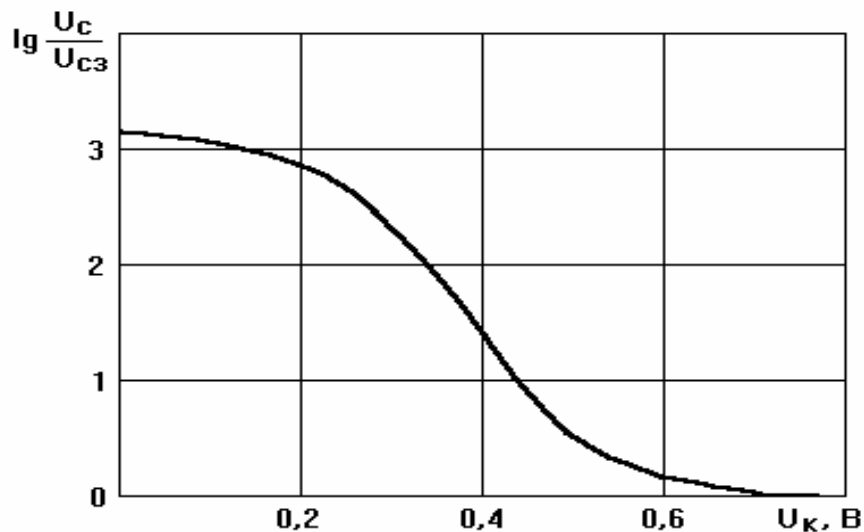


Рис. 2. Залежність напруги сигналу, приведеної до напруги сигналу в режимі згасання, від напруги керування

Аналіз отриманих результатів показує, що з ростом напруги керування сигнал на виході зменшується і згасання, яке вносить пристрій керування амплітудою, може становити більше 20 дБ. З метою підвищення згасання можуть використовуватися різні схемотехнічні рішення. Наукові праці ВНТУ, 2007, № 1

Висновки

Побудовано математичні моделі частотних перемикачів, отримано вирази для визначення коефіцієнта передачі і середнього опору транзисторного негatrona на частотах сигналу при наявності та відсутності сигналу керування. Вперше встановлено залежність динамічного опору транзисторного негatrona від потрібного зменшення коефіцієнта підсилення, що є важливим для синтезу ЧІЛЕ, в яких керуючим елементом виступає транзисторний негatron.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Кнорре К.Г., Тузов В.М., Шур Г.И. Фазовые и частотные информационные СВЧ элементы. – М.: Советское радио, 1975. – 352 с.
2. Кичак В.М. Синтез частотно-імпульсних елементів цифрової техніки. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 266 с.
3. Карпов В.И., Малышев В.А., Перевоицков Н.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами. – М.: Радио и связь, 1984.
4. А.с. 723700 СССР. Сверхвысокочастотный выключатель / В.М. Кичак, В.С. Осадчук (СССР). – Опубл. 1980, Бюл. № 11.
5. Баскаков С.Н. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 1988. – 488 с.
6. Гаврилюк Г.Н., Ковальчик Б.М., Прушинский А.К. Анализ свойств полупроводниковых аналогов индуктивности // Электронная техника. – Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – М.: Вып. 4. – С. 3 – 10.

Кичак Василь Мартинович – завідувач кафедри;

Курилова Наталія Геннадіївна – аспірант кафедри.

Кафедра телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет