

УДК 621.396

В. М. Кичак, д. т. н., проф.; Н. Г. Курилова, асп.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОЧАСТОТНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ИНДУКТИВНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ НЕГАТРОНОВ

Построены математические модели радиочастотного переключателя на базе транзисторного индуктивного негатрона с использованием матриц передачи, определено активное сопротивление переключателя на частоте сигнала при отсутствии сигнала управления, получена зависимость динамического сопротивления от необходимого уменьшения коэффициента передачи. Получено выражение для оценки отношения мощности сигнала управления к мощности выходного сигнала в режиме пропускания.

Ключевые слова: радиочастотный переключатель, частотное представление информации, радиочастотное управление, радиоимпульсные логические элементы, транзисторные негатроны, транзисторные аналоги реактивностей.

Введение

Для построения частотно-импульсных логических элементов (ЧИЛЭ) широко используются элементы управления амплитудой СВЧ колебаний – частотные переключатели. Сегодня в разнообразных радиотехнических устройствах, а также в измерительной технике используются разные типы СВЧ переключателей, но они непригодны для построения ЧИЛЭ. Это связано с тем, что в радиотехнических устройствах ими управляют с помощью видеоимпульсов. Такой способ управления переключателями в радиоимпульсных логических элементах требует дополнительных преобразований радиоимпульсов в видеоимпульсы. Вследствие этого в элементе появляются импульсные цепи, что вызывает дополнительную задержку, – и схема усложняется [1]. Кроме того по своим основным характеристикам радиотехнические переключатели также не подходят для использования их в логических элементах. Радиотехнические переключатели должны обеспечивать максимальный перепад выходной мощности и малые потери в режиме пропускания [2]. В связи с этим полоса пропускания резонансной системы переключателя в режиме “закрыто” значительно меньше, чем в режиме “пропускания”. В переключателях с радиоимпульсным управлением, которые используются в логических элементах, не требуется максимальный перепад мощности, а необходимо при заданном перепаде обеспечить равные полосы в режиме “закрыто” и “открыто” при минимальном уровне управляющей мощности. Таким образом, для управления амплитудой в логических устройствах необходимы специальные переключатели.

Постановка задачи

В работах [3, 4] предложены радиочастотные переключатели на базе динамических негатронов, в которых используется изменение активной и реактивной составляющих полного сопротивления. Анализ этих работ показывает, что такие устройства характеризуются рядом преимуществ, и в то же время они недостаточно исследованы. Так, полностью отсутствуют исследования, которые дают возможность оценить влияние производственно-технологических отклонений параметров компонентов на выходные параметры, не проведена их оптимизация, не разработаны методы синтеза. Для решения этих задач необходимо построить математические модели таких элементов, это и является **целью** данной работы.

Основная часть

Математические модели таких элементов представляют собой зависимость их основных параметров: коэффициента передачи, перепада мощности на выходе в режимах “открыто” и “закрыто” от параметров компонентов принципиальной электрической схемы, напряжений и токов питания, а также зависимость мощности управления от этих параметров и т. д.

Для анализа процессов, которые имеют место в переключателе, будем использовать квазилинейный метод и введем такие упрощения: собственные частоты резонансных систем переключателя совпадают с частотой сигнала и управления; колебательные системы достаточно узкополосные и поэтому влиянием гармонических составляющих можно пренебрегать; фильтры, которые используются в схеме переключателя, имеют высокую добротность, и их влияние на работу переключателя не учитываем.

Разработку математической модели переключателя начнем с определения зависимости среднего сопротивления транзисторного негatrona от напряжения сигнала и управления.

Напряжение на транзисторе будет равно:

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

где U_c, U_k – амплитуды напряжений сигнала ω_c и управления ω_k .

При аппроксимации динамической входной характеристики транзистора полиномом 3-й степени имеем:

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

Амплитуды составляющих токов на частотах сигнала и управления можно найти, разложив (2) в ряд Фурье [5]:

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

Интегрируя последнее выражение с учетом (2), получим:

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

Соответственно средние сопротивления транзистора на частотах сигнала и управления равны:

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

Установим связь между перепадом мощности сигнала на входе переключателя в режиме “открыто” и “закрыто” и уравнениями мощности сигнала и управления. Для этого рассмотрим схему переключателя, приведенную на рис. 1.

Проанализируем режим пропускания, когда мощность управления отсутствует. Коэффициент передачи мощности в таком переключателе можно рассчитать путем определения суммарной матрицы передачи элемента:

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

где T_1, T_3 – матрицы передачи отрезков линии передачи; T_2 – матрица передачи транзисторного негatrona; T_4 – матрица передачи проводимости нагрузки; $\theta_i = \frac{4\pi l_i}{\lambda}$ – фазовый сдвиг, который вносится i -м отрезком; l_i – длина отрезка; Z_l – нормированное полное сопротивление транзисторного негatrona; Y_l – нормированная полная проводимость нагрузки.

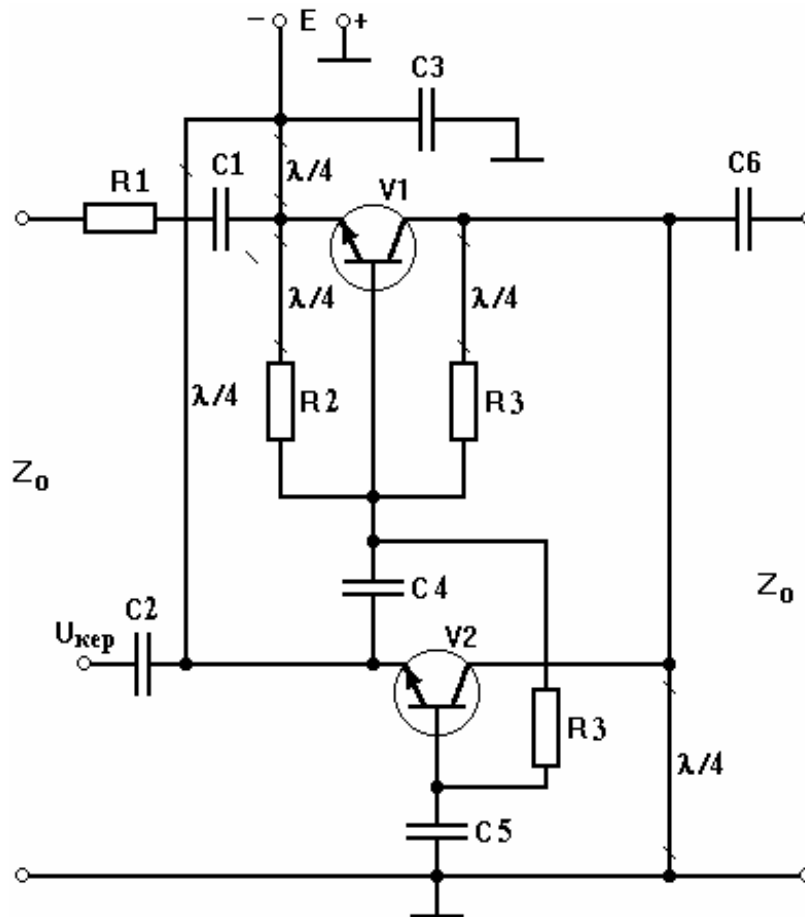


Рис. 1. Радиочастотный переключатель

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

Если для упрощения пренебрегать влиянием отрезков линий передач и учитывать введенные выше допущения, то выражение (5) для коэффициента передачи можно записать так:

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

При выборе режима работы переключателя необходимо обеспечить минимальную величину отношения мощности управления к мощности сигнала на входе, для чего желательно повышать уровень выходной мощности сигнала при заданном коэффициенте усиления в режиме пропускания. Этого можно достичь путем увеличения мощности входного сигнала, но в таком случае уменьшается усиление из-за уменьшения отрицательного сопротивления, как показано в [6].

Уменьшение усиления при рабочем уровне мощности сигнала, в сравнении с усилением при очень малых мощностях сигнала, определяется так:

$$\frac{K_{II}}{K_M} = \frac{(1 + G_n)(1 + R_{TM}) + 1}{(1 + G_n)(1 + R_{TI}) + 1}, \quad (7)$$

где R_{TM} , R_{TI} – приведенные средние значения динамического активного сопротивления транзисторного негатрона при бесконечно малой мощности сигнала на входе и в режиме пропускания;

G_{HC} – приведенная проводимость нагрузки на частоте сигнала;

K_{Π} , K_M – коэффициенты усиления сигнала в режиме пропускания и при бесконечно малом сигнале.

Из выражения (7) можно определить среднее активное сопротивление транзисторного негatrona на частоте сигнала при отсутствии сигнала управления:

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

Рассмотрим теперь режим работы, при котором на переключатель подается управляющий сигнал. В этом случае среднее активное сопротивление транзисторного негatrona на частоте сигнала увеличивается и, соответственно, уменьшается коэффициент усиления сигнала. Учитывая, что мощность входного сигнала остается постоянной, зависимость перепада мощности на входе переключателя при изменении сопротивления транзистора определяется так:

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

где R_{T3} – среднее динамическое сопротивление транзисторного негatrona на частоте сигнала при одновременном действии мощности сигнала и мощности управления; K_3 – коэффициент передачи сигнала в режиме “закрыто”.

Подставляя в (9) (8) и решая его относительно R_{T3} , получим зависимость динамического сопротивления транзисторного негatrona от необходимого уменьшения коэффициента усиления:

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

Далее следует определить мощность управления, необходимую для получения желаемого уменьшения коэффициента усиления сигнала в режиме “закрыто”. Величину напряжения на частоте управления, необходимую для уменьшения коэффициента усиления на частоте сигнала к заданной величине, определим из выражения (3) и (5) при условии $R_{TM}=1$:

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

где U_{c3} – напряжение сигнала на транзисторном негatrone в режиме “закрыто”;

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

Напряжение сигнала на транзисторном негatrone, при наличии напряжения управления, можно определить через напряжение сигнала, при отсутствии мощности управления, в случае, если входное напряжение будет постоянным, то есть:

$$U_M = U_C (G_{HC} R_{TC} + 1) + U_{C_1} (G_{HC} R_{T_1} + 1), \quad (12)$$

где U_M – амплитуда напряжения источника сигнала.

Из (12) определим напряжение сигнала в режиме затухания:

$$U_{„} = \frac{G_{„} R_{T„} + 1}{G_{„} R_{T_1} + 1} U_{„n}. \quad (13)$$

Напряжение сигнала на транзисторном негatrone, при отсутствии управляющего напряжения, можно определить из выражений (4) и (8):

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

Подставляя (14) и значения сопротивлений $R_{ПП}$, $R_{ГЗ}$ из (8), (10) в (13), получим выражение для напряжения сигнала в режиме “закрыто”:

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

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

Подставляя (15) в (11), получим зависимость напряжения на частоте управления от параметров динамической вольтамперной характеристики транзисторного негatrona и коэффициента передачи в режимах “закрыто” и “открыто”:

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

Отношения мощности управления P_k к мощности сигнала $P_{сн}$ в режиме пропускания, при условии равенства проводимостей нагрузки на входах цепей сигнала и управления, можно определить из выражения:

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

Подставляя (13) и (15) в (4), получим зависимость среднего сопротивления транзистора на частоте управления от коэффициентов передачи в режиме “закрыто” и “открыто”:

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

Зная величину среднего сопротивления на частоте управления, соответственно (18), (8) и (10), можно определить коэффициент усиления на частоте управления в переключателе.

Таким образом, получим математические модели частотного переключателя, которые связывают его выходные параметры с параметрами транзисторного негatrona, напряжения входного сигнала и сигнала управления.

Используя выражения (11), (14), (15), (16), рассчитаны зависимости сигнала на выходе от управляющего напряжения. Графики зависимости напряжения сигнала, приведенного к напряжению сигнала в режиме затухания, от напряжения управления изображены на рис. 2.

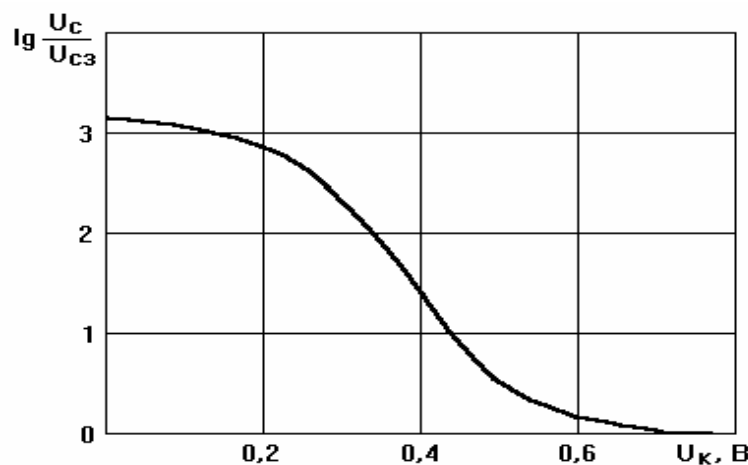


Рис. 2. Зависимость напряжения сигнала, приведенного к напряжению сигнала в режиме затухания, от напряжения управления

Анализ полученных результатов показывает, что с ростом напряжения управления сигнал на выходе уменьшается и затухание, которое вносит устройство управления амплитудой, может составлять больше 20 дБ. С целью увеличения затухания могут использоваться разные схемотехнические решения.

Выводы

Построены математические модели частотных переключателей, получены выражения для определения коэффициента передачи и среднего сопротивления транзисторного негатрона на частотах сигнала при наличии и отсутствии сигнала управления. Впервые установлена зависимость динамического сопротивления транзисторного негатрона от необходимого уменьшения коэффициента усиления, что важно для синтеза ЧИЛЭ, в которых управляющим элементом выступает транзисторный негатрон.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

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., Перевошиков 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). – Оpubл. 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 Василий Мартынович – заведующий кафедры;

Курилова Наталья Геннадьевна – аспирант кафедры.

Кафедра телекоммуникационных систем и телевидения, Винницкого национального технического университета