

Л. Б. Лищинская, к. т. н., доц.; М. В. Барабан

ИНФОРМАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА НА БАЗЕ ОДНОПЕРЕХОДНОЙ ТРАНЗИСТОРНОЙ СТРУКТУРЫ

На основе реактивных свойств однопереходного транзистора разработаны элементы информационных устройств, которые по сравнению с известными аналогами имеют улучшенные технические характеристики, а именно: повышенную надежность, добротность, меньший уровень шума, малые габаритные размеры.

Ключевые слова: *однопереходная транзисторная структура, обобщенный преобразователь иммитанса.*

Введение

Благодаря использованию достижений современной технологии и элементной базы, сегодня имеются значительные успехи в создании разнообразных информационных устройств. Однако часто получение высоких технических характеристик достигается за счет увеличения их сложности, габаритов, массы и стоимости. Для дальнейшего повышения качества необходимо осуществлять разработку теории построения и поиск новых принципов физической реализации устройств, отличающихся многофункциональностью, малым потреблением энергии, высокой чувствительностью, стабильностью характеристик, повышением быстродействия и надежностью. На современном этапе развития элементной базы к перспективным относят полупроводниковые элементы и устройства с отрицательным дифференциальным сопротивлением, что объясняется рядом их преимуществ. К таким устройствам относится однопереходной транзистор. Однопереходная транзисторная структура является многофункциональным электронным устройством, использование которого позволяет улучшить технические параметры информационных устройств, повысить их эффективность и создать качественные новые элементы на ее основе.

Целью работы является улучшение технических характеристик элементов информационных устройств за счет использования потенциально неустойчивых однопереходных транзисторных структур.

Теоретическое исследование

Одной из проблем электроники является реализация в интегральном виде высокодобротной катушки индуктивности. К ней предъявляются требования технологичности, величины индуктивности, добротности, стабильности, соответствие частотного диапазона и размеров. Чаще всего в микросхемах нет необходимости использовать свойства катушки индуктивности накапливать магнитное поле, а нужно только обеспечить фазовый сдвиг между током и напряжением на угол около 90^0 . Это свойство реализуют транзисторные эквиваленты индуктивности.

Транзисторный эквивалент катушки индуктивности (рис. 1) получен вследствие замены биполярного лавинного транзистора однопереходным, в результате чего повышена надежность и снижен уровень шумов.

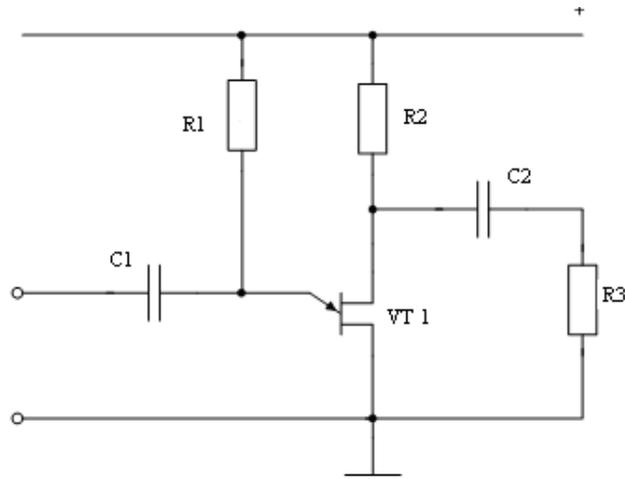


Рис. 1. Транзисторный эквивалент катушки индуктивности

Однопереходной транзистор VT1 имеет коэффициент передачи по постоянному току $\alpha_0 > 1$, что позволяет реализовать на его основе высокодобротную полупроводниковую индуктивность. Комплексные коэффициенты передачи $\alpha = \mu_e \beta_n$, где μ_e и β_n – коэффициенты инжекции эмиттерного перехода и переноса неосновных носителей в область базы; α_0 – низкочастотный коэффициент передачи транзистора по току. При большом токе эмиттера $\mu_e = 1$. Низкочастотный коэффициент передачи по току $\alpha_0 = 1 + M_p / M_n$, где M_p и M_n – подвижность, соответственно, электронов и дырок в область базы. Для кремниевого транзистора: $M_n = 1300 \text{ см}^2/\text{в сек.}$; $M_p = 470 \text{ см}^2/\text{в сек.}$ С учетом этого $\alpha_0 = 3,8$. Коэффициент переноса β_n является частотно зависимым и описывается формулой $\beta_n = M \cdot e^{-j\theta} = M \cdot (\cos \theta - j \sin \theta) = \beta_{n1} - j \beta_{n2}$, где $M = \sin Q/Q$, $Q = \omega \cdot \tau_n$ – угол пролета неосновных носителей через базу, τ_n – время пролета неосновных носителей между эмиттером и выводом первой базы. Учитывая, что неосновные носители тока дрейфуют через базу под действием электрического поля со скоростью $V_{др} = 10^5 - 10^6 \text{ см/сек}$ при длине базы $L = 200 \text{ мкм}$, находим $\tau_n = 5 \cdot 10^{-9}$ сек. Полное сопротивление эмиттерного перехода определяется $Z_3 = r_3 / (1 + j \omega r_3 c_3)$, где r_3 и c_3 – дифференциальное сопротивление и емкость эмиттерного перехода. При токе 5мА имеем $r_3 = 5 \text{ Ом}$, $c_3 = 80 \text{ пФ}$. Сопротивление базы определяется через коэффициент передачи по току в схеме с общей первой базой $\beta_0 = R_{61} / (R_{61} + R_{62})$, где R_{61} и R_{62} – сопротивление базы между эмиттером и выводом первой базы, эмиттером и выводом второй базы соответственно. Для транзистора КП117 он равен $\beta_0 = 0,7$. Откуда: $R_{62} = 2,4 R_{61}$, $R_{61} + R_{62} = 7 \text{ кОм}$.

Используя метод узловых потенциалов, находим входное сопротивление схемы:

$$Z_{361} = Z_3 + \frac{R_{62} \cdot (R_{61} + R_n)}{R_{61} + R_{62} + R_n} \cdot (1 - \beta), \text{ где } \beta = \alpha_0 \beta_f.$$

$$\text{Откуда: } R_3 Z_{361} = R_3 Z_3 + \frac{R_{62} \cdot (R_{61} + R_n)}{R_{61} + R_{62} + R_n} \cdot \text{Re}(1 - \beta), \text{ Im} Z_{361} = \text{Im} Z_3 + \frac{R_{62} \cdot (R_{61} + R_n)}{R_{61} + R_{62} + R_n} \cdot \text{Im}(1 - \beta).$$

Учитывая, что $\text{Re}(1 - \beta) < 0$, а $\text{Im}(1 - \beta) > 0$, находим, что полное входное сопротивление схемы имеет негативную вещественную составляющую $R_3 Z_{361} < 0$ и индуктивную – мнимую составляющую $\text{Im} Z_{361} > 0$. Величина эквивалентной индуктивности $L_{361} = \text{Im} Z_{361} / \omega$. Так как транзистор работает в активной области и процесс полного умножения отсутствует, это обеспечивает более высокую надежность полупроводниковой индуктивности и более низкий уровень шума по сравнению с лавинным индуктивным транзистором.

Второй вариант транзисторного эквивалента катушки индуктивности построен на основе схемы с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 2). В отличие от первой схемы (рис. 1), использование выходной цепи однопереходного транзистора позволяет увеличить амплитуду сигнала и

увеличить значение добротности.

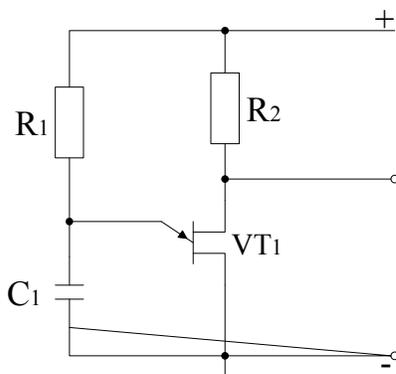


Рис. 2. Полупроводниковая индуктивность

Однопереходный транзистор представляет собой обобщенный преобразователь иммитанса с коэффициентом преобразования $T = (1 - \alpha)$. Его выходная проводимость Y_{6162} зависит от коэффициента преобразования и величины преобразованной емкости конденсатора C_1 : $Y_{6162} = j\omega C_1(1 - \alpha)$. При больших значениях тока эмиттера $\alpha_0 > 1$, тогда реактивная часть выходной проводимости будет равна: $\text{Im } Y_{\text{вых}} = -j\omega C_1(\alpha_0 - 1) < 0$. То есть реактивная часть выходной проводимости является индуктивной с эквивалентом индуктивности: $L_{\text{вых}} = 1/\omega^2 C_1(\alpha_0 - 1)$.

Исследования преобразователя иммитанса (ПИ) на основе однопереходной транзисторной структуры показали, что она обеспечивает реализацию высокодобротных аналогов индуктивности и в зависимости от полярности напряжения на эмиттере обладает свойствами конвертора или инвертора иммитанса. Это позволяет реализовать на ее основе параллельные и последовательные высокодобротные колебательные контуры без использования катушек индуктивности, которые являются основой построения активных полосно-пропускных и полосно-запирающих фильтров. При этом реализуется возможность электрического управления центральной частотой полосы пропускания путем изменения только полярности управляемого напряжения на эмиттере транзистора. В основе построения используется ПИ на транзисторе VT_1 , работающий в режиме преобразователя иммитанса с общим стоком (рис. 3).

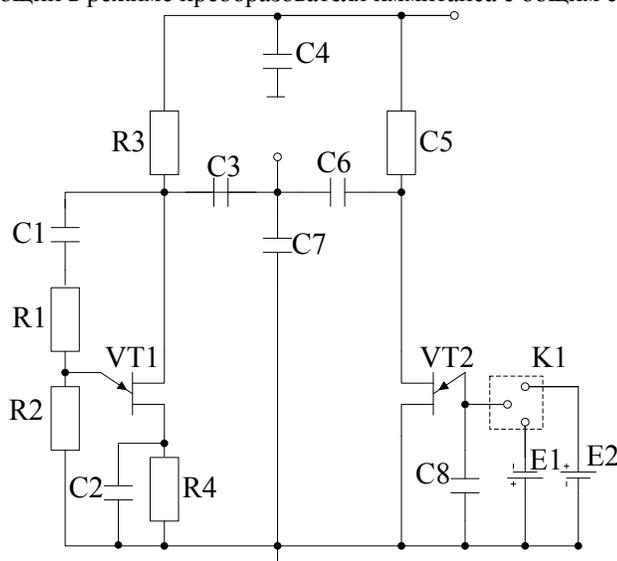


Рис. 3. Электрическая принципиальная схема активного электрически управляемого колебательного контура

В результате прямого преобразования сопротивления резистора R_1 входной иммитанс между истоком и стоком имеет низкодобротный индуктивный характер, который совместно с емкостью C_7 реализует параллельный колебательный контур. Параллельно емкости C_7 подключен второй транзистор

VT₂, обеспечивающий преобразователь иммитанса с общим истоком, преобразив иммитанс емкости С. В зависимости от полярности напряжения на затворе VT₂ этот преобразователь обладает свойствами конвертора или инвертора иммитанса. При позитивном потенциале затвора он обладает свойствами конвертора иммитанса и его выходной иммитанс является емкостным с отрицательной активной составляющей, что обеспечивает высокую добротность колебательного контура на частоте:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_7 + C_{ис2})L_{ис1}}}, \quad (1)$$

где С_{ис2} и L_{ис1} – емкость и индуктивность между истоком и стоком транзистора 2 и транзистора 1, соответственно. При подаче на затвор транзистора VT₂ запирающего напряжения, он работает как инвертор иммитанса и преобразует емкостное сопротивление конденсатора С₈ в индуктивное с отрицательной активной составляющей. Это обеспечивает высокую добротность колебательного контура

на второй частоте $f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_7(L_{ис1} + L_{ис2})}}$, где L_{ис2} – индуктивность между истоком и стоком

транзистора VT₂. В случае, когда $C_7 \gg C_{ис2}$, что достигается выбором $C_8 \ll C_7$, при условии $L_{ис2} \gg L_{ис1}$ (достигается выбором R₁), получаем коэффициент перекрытия по частоте равный $f_{01} / f_{02} = \sqrt{L_{ис2} / L_{ис1}}$.

Результирующая электрическая принципиальная схема активного колебательного контура представлена на рис. 3, для управления потенциалом эмиттера используется коммутатор К₁ и два источника смещения E₁ и E₂.

Экспериментальные исследования

Используя элементы матрицы проводимости однопереходного транзистора и формулы расчета входной и исходной проводимости [3] с использованием программы Mathcad, определены частотные зависимости выходной (рис. 4) и входной (рис. 5) проводимости транзистора, включенного по схеме с общей базой.

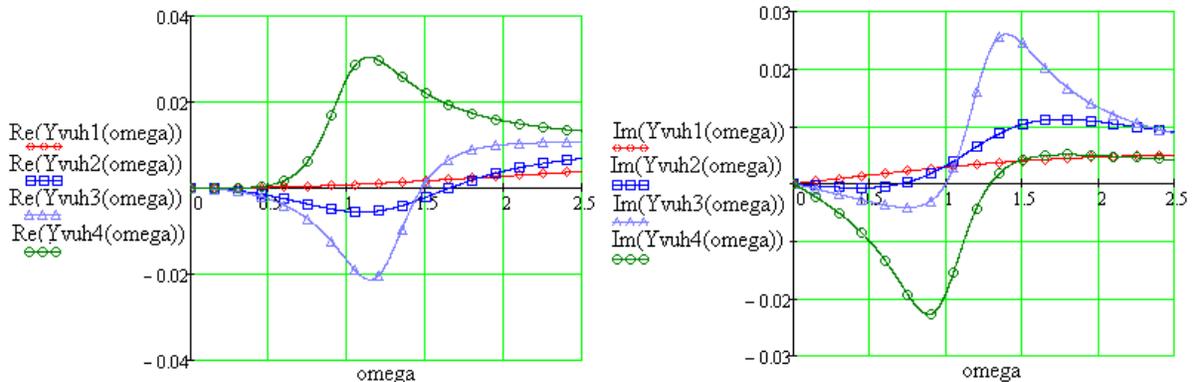


Рис. 4. Зависимость действительной (а) и мнимой (б) составляющих выходной проводимости от соотношений частоты

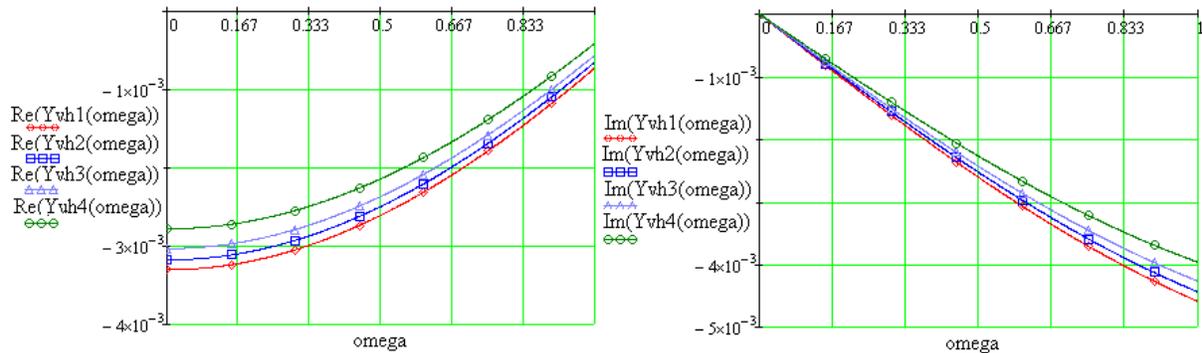


Рис. 5. Зависимость действительной (а) и мнимой (б) составляющих входной проводимости от соотношений частоты

Из результатов экспериментальных исследований, представленных на рис. 4 – 5, следует, что в диапазоне частот $\Omega=1$ однопереходная транзисторная структура имеет отрицательную действительную и мнимую индуктивную составляющие выходной проводимости, полная входная проводимость имеет негативную вещественную составляющую и индуктивную мнимую составляющую. Это позволяет реализовать на основе однопереходной транзисторной структуры аналоги индуктивности и колебательные контуры.

Используя экспериментальные методики, описанные в [4], проведены экспериментальные исследования разработанных устройств на основе транзистора КТ117Б. Как показали исследования, транзисторный эквивалент катушки индуктивности обеспечивает индуктивность до 30 мкГн на частоте до 1 ГГц. Полупроводниковая индуктивность обеспечивает значение индуктивности до 7 мГн на частотах меньших 1,7 ГГц. Колебательный контур, реализованный на однопереходной транзисторной структуре при $I_3=7$ мА, обеспечивает на частоте 0,1 ГГц добротность 120 единиц при температурной нестабильности частоты 10^{-4} (%град $^{-1}$). Изменение напряжения на эмиттере от -1,2 В до +0,1 В обеспечивает изменение частоты от 0,1 ГГц до 100 МГц.

Выводы

1. На основе однопереходной транзисторной структуры разработаны эквиваленты индуктивности и колебательный контур. Транзисторный эквивалент катушки индуктивности и полупроводниковая индуктивность по сравнению с другими аналогами индуктивности имеют небольшие габариты, конструкционную простоту, высокий уровень добротности, высокую температурную стабильность и сниженный уровень шума.

2. Транзисторный эквивалент катушки индуктивности обеспечивает индуктивность до 30 мкГн на частоте до 1 ГГц. Полупроводниковая индуктивность обеспечивает значение индуктивности до 7 мГн на частотах меньших 1,7 ГГц.

3. Колебательный контур, реализованный на однопереходной транзисторной структуре при $I_3=7$ мА, обеспечивает на частоте 0,1 ГГц добротность 120 единиц при температурной нестабильности частоты 10^{-4} (%град $^{-1}$). Изменение напряжения на эмиттере от -1,2 В до +0,1 В обеспечивает изменение частоты от 0,1 ГГц до 100 МГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патент 23904 України, МПК G01R 27/28. Транзисторний еквівалент котушки індуктивності / Філінюк М. А., Булига І. В., Мірошникова С. В., Барабан М. В. – №01171; Заявл. 05.02.2007; Опубл. 11.06.2007, Бюл. № 8 – 4 с.
2. Патент 38679 України, МПК H03H 11/00. Активний коливальний контур / Філінюк М. А., Барабан М. В., Ліщинська Л. Б. – №08335; Заявл. 20.06.2008; Опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1 – 4 с.
3. Богачев В. М. Транзисторне усиление мощности / Богачев В. М., Никифоров В. В. – М.: Энергия, 1978. – 334 с.
4. Філінюк М. А. Метрологічні основи негatronіки / Філінюк М. А., Гаврилов Д. В. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 188 с.

Лищинская Людмила Брониславовна – кандидат технических наук, доцент кафедры финансового контроля и анализа. e-mail: L_Fil@mail.ru.

Винницкий торгово-экономический институт.

Барабан Мария Владимировна – аспирант кафедры проектирования компьютерной и телекоммуникационной аппаратуры, e-mail: baraban87@gmail.com.

Винницкий национальный технический университет.