

ИМПУЛЬСНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ЕМКОСТИ КОНДЕНСАТОРОВ

А. И. КОРШУНОВ

*Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“,
198514, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru*

Рассмотрена схема высокочастотной коммутации конденсаторов, позволяющая плавно регулировать их эквивалентную емкость. Показано, что для плавного регулирования эквивалентной емкости необходимо на интервалах отключения коммутируемого конденсатора поддерживать на нем напряжение, равное напряжению на постоянно включенном конденсаторе. Получена предельная непрерывная модель схемы регулирования эквивалентной емкости, использующей для поддержания необходимого напряжения на отключенном конденсаторе генератор тока, управляемый разностью напряжений на конденсаторах. Путем моделирования показана ее практическая эквивалентность реальной схеме при достаточно высокой частоте коммутации. Приведены временные диаграммы переменного тока в цепи, содержащей конденсатор, емкость которого регулируется описанным способом, полученные на модели реального устройства и на его предельной непрерывной модели, и диаграмма разности этих токов.

Ключевые слова: емкость, регулирование, высокочастотная коммутация, предельная непрерывная модель.

Введение. Регулирование емкости конденсаторов требуется как в электротехнических, так и в радиотехнических устройствах. В радиотехнических устройствах, например в параметрических усилителях, регулирование емкости конденсатора, представляющего собой полупроводниковый переход, смещенный в обратном направлении, осуществляется регулированием напряжения смещения [1]. На радиочастотах вполне достаточно небольшой емкости перехода.

В электротехнике регулирование емкости возбуждающих конденсаторов асинхронного генератора используется, например, для изменения его выходного напряжения [2]. Поскольку частоты генерируемых напряжений на много порядков ниже, чем в радиотехнике, емкость полупроводникового перехода ничтожно мала. Поэтому используются нелинейные конденсаторы (вариконды) [2], емкость которых изменяется в зависимости от приложенного напряжения благодаря особым свойствам диэлектрика.

В электротехнике широко применяются импульсные методы регулирования не только тока и напряжения, но и частоты [3—5]. Благодаря успехам в развитии силовой электроники и микропроцессорной техники импульсные методы регулирования применяются уже в устройствах мощностью в десятки мегаватт. Следовательно, возможно использовать импульсное регулирование параметров элементов электротехнических устройств, например емкости конденсаторов; решению этой задачи и посвящена настоящая статья.

Импульсное регулирование емкости конденсатора. Рассмотрим конденсатор емкостью C_1 , к которому с помощью ключа K параллельно можно подключать второй конденсатор емкостью C_2 (рис. 1, а).

При разомкнутом ключе емкость на зажимах a и b равна C_1 , а при замкнутом — $C_1 + C_2$. Можно предположить, что переключение с высокой частотой K из положения „1“ в положение „2“ позволит регулировать емкость на a и b . Чем больше часть периода, в течение кото-

рой ключ К находится в положении „1“, тем больше эквивалентная емкость $C_{\text{ЭКВ}}$. Очевидно, что при изменении от 0 до T , а $\gamma = \tau/T$ — от 0 до 1 значение $C_{\text{ЭКВ}}$ будет изменяться в пределах от C_1 до $C_1 + C_2$.

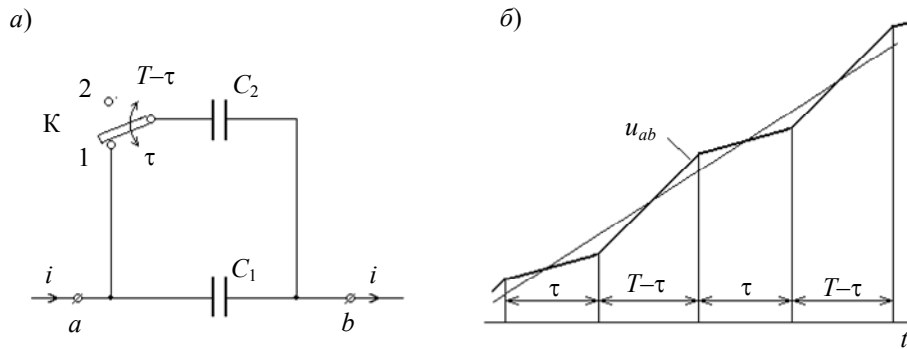


Рис. 1

Рассмотрим вначале идеальный случай, когда ключ К обладает нулевым сопротивлением ($r=0$) в замкнутом состоянии и бесконечным ($R=\infty$) — в разомкнутом. Кроме того, положим, что существует устройство (на рис. 1, а не показано), поддерживающее при разомкнутом ключе напряжение на конденсаторе C_2 , равное напряжению на C_1 . Благодаря этому в момент замыкания ключа между конденсаторами C_1 и C_2 не возникают токи, выравнивающие их напряжения.

На временном интервале $t_n < t < t_n + \tau$ напряжение на ветви ab описывается уравнением

$$u_{ab}(t) = \frac{1}{C_1 + C_2} \int_{t_n}^t idt + u_{ab}(t_n), \tag{1}$$

откуда

$$u_{ab}(t_n + \tau) = \frac{1}{C_1 + C_2} \int_{t_n}^{t_n + \tau} idt + u_{ab}(t_n).$$

Аналогично на интервале $t_n + \tau < t < t_{n+1} = t_n + T$ получаем

$$u_{ab}(t) = \frac{1}{C_1} \int_{t_n + \tau}^t idt + u_{ab}(t_n + \tau), \quad u_{ab}(t_{n+1}) = \frac{1}{C_1} \int_{t_n + \tau}^{t_n + T} idt + u_{ab}(t_n + \tau). \tag{2}$$

Средняя скорость изменения напряжения $u_{ab}(t)$ на интервале $t_n < t < t_{n+1}$

$$\frac{u_{ab}(t_{n+1}) - u_{ab}(t_n)}{T} = \frac{1}{C_1} \int_{t_n + \tau}^{t_n + T} idt + \frac{1}{C_1 + C_2} \int_{t_n}^{t_n + \tau} idt. \tag{3}$$

Если $i(t) = I = \text{const}$, то напряжение $u_{ab}(t)$ будет изменяться по закону ломаной линии с чередующимися прямолинейными отрезками (рис. 1, б). С уменьшением периода T ломаная линия все меньше будет отличаться от прямой (рис. 1, б), имеющей наклон, равный средней скорости изменения $u_{ab}(t)$:

$$\frac{u_{ab}(t_{n+1}) - u_{ab}(t_n)}{T} = \frac{1}{TC_1} I(T - \tau) + \frac{1}{T(C_1 + C_2)} I\tau = I \frac{C_1 + (1 - \gamma)C_2}{(C_1 + C_2)C_1}.$$

Очевидно, что прямолинейный закон изменения, к которому реальный закон изменения напряжения $u_{ab}(t)$ приближается при $T \rightarrow 0$, имеет место при одном эквивалентном конденсаторе емкостью:

$$C_{\text{ЭКВ}} = \frac{(C_1 + C_2)C_1}{C_1 + (1 - \gamma)C_2} = C_1 \left(1 + \frac{\gamma C_2}{C_1 + (1 - \gamma)C_2} \right). \tag{4}$$

Таким образом, в идеальном случае при достаточно высокой частоте коммутации ключа К можно плавно изменять эквивалентную емкость на зажимах *a* и *b*, изменяя относительную продолжительность подключения конденсатора C_2 т.е. $\gamma = \tau / T$. Эквивалентная емкость изменяется при этом в пределах от C_1 при $\gamma = 0$ до $C_1 + C_2$ при $\gamma = 1$.

В реальных условиях ключ К, реализованный на силовых транзисторах типа Mosfet или IGBT, имеет конечные сопротивления $r \neq 0$ в открытом состоянии и $R \neq \infty$ — в закрытом. Использование устройства, поддерживающего при разомкнутом ключе напряжение на конденсаторе C_2 равным напряжению на конденсаторе C_1 , несколько усложняет применение рассматриваемого метода. Кроме того, при достаточно высокой частоте коммутации различие напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 в момент замыкания ключа К может оказаться вполне допустимым для ограничения уравнивающего тока.

Анализ упрощенной схемы импульсного регулирования емкости конденсаторов. На временном интервале $t_n < t < t_n + \tau$ эквивалентная схема, представленная на рис. 2, а, описывается системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} i &= i_1 + i_2 = C_1 du_{C_1} / dt + C_2 du_{C_2} / dt, \\ u_{C_1} - rC_2 du_{C_2} / dt - u_{C_2} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

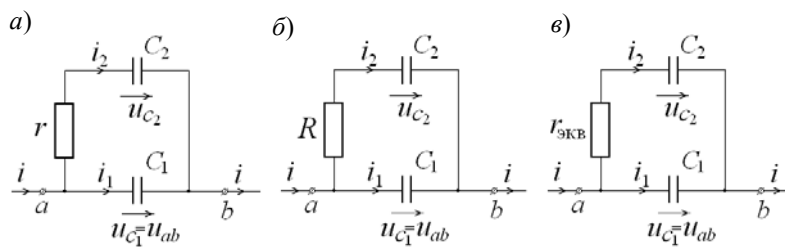


Рис. 2

Приведение системы уравнений (5) к нормальной форме дает:

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_{C_1}}{dt} &= -\frac{u_{C_1}}{rC_1} + \frac{u_{C_2}}{rC_1} + \frac{i}{C_1}, \\ \frac{du_{C_2}}{dt} &= \frac{u_{C_1}}{rC_2} - \frac{u_{C_2}}{rC_2}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В векторно-матричной форме уравнения (6) записываются в виде:

$$\dot{U} = A_1 U + h_1 i, \quad (7)$$

где

$$U = \begin{bmatrix} u_{C_1} \\ u_{C_2} \end{bmatrix}, \quad \dot{U} = \begin{bmatrix} \frac{du_{C_1}}{dt} \\ \frac{du_{C_2}}{dt} \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{rC_1} & \frac{1}{rC_1} \\ \frac{1}{rC_2} & -\frac{1}{rC_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{r} \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix}, \quad h_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Аналогично на временном интервале $t_n + \tau < t < t_{n+1} = t_n + T$ эквивалентная схема, представленная на рис. 2, б, описывается системой дифференциальных уравнений в нормальной форме:

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_{C_1}}{dt} &= -\frac{u_{C_1}}{RC_1} + \frac{u_{C_2}}{RC_1} + \frac{i}{C_1}, \\ \frac{du_{C_2}}{dt} &= \frac{u_{C_1}}{RC_2} - \frac{u_{C_2}}{RC_2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

или в векторно-матричной форме:

$$\dot{U} = A_2 U + h_2 i, \quad (9)$$

где

$$U = \begin{bmatrix} u_{C_1} \\ u_{C_2} \end{bmatrix}, \quad \dot{U} = \begin{bmatrix} \frac{du_{C_1}}{dt} \\ \frac{du_{C_2}}{dt} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_1} & \frac{1}{RC_1} \\ \frac{1}{RC_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{R} \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix}, \quad h_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix} = h_1.$$

Согласно основам теории систем с периодическим высокочастотным изменением структуры [6], предельная непрерывная модель системы описывается векторно-матричным уравнением:

$$\dot{U} = AU + hi, \quad (10)$$

где

$$A = \gamma A_1 + (1-\gamma)A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{\gamma}{rC_1} - \frac{1-\gamma}{RC_1} & \frac{\gamma}{rC_1} + \frac{1-\gamma}{RC_1} \\ \frac{\gamma}{rC_2} + \frac{1-\gamma}{RC_2} & -\frac{\gamma}{rC_2} - \frac{1-\gamma}{RC_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{r_{\text{ЭКВ}}} \begin{bmatrix} -1/C_1 & 1/C_1 \\ 1/C_2 & -1/C_2 \end{bmatrix},$$

$$\frac{1}{r_{\text{ЭКВ}}} = \frac{\gamma}{r} + \frac{1-\gamma}{R}, \quad h = \gamma h_1 + (1-\gamma)h_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Используя описание предельной непрерывной модели системы (10), можно представить ее электрическую схему (рис. 2, в).

Таким образом, из рис. 2, в видно, что без поддержания при разомкнутом ключе напряжения на конденсаторе C_2 равным напряжению на конденсаторе C_1 за счет изменения γ изменяется только величина эквивалентного сопротивления $r_{\text{ЭКВ}} = r/\gamma$. Поэтому при реально малом значении r замкнутого ключа и γ , заметно превышающем нулевое значение, ветвь av в цепи с сопротивлением, многократно превышающим сопротивление замкнутого ключа (это всегда имеет место на практике), является практически конденсатором емкостью $C_1 + C_2$. Экспериментально этот вывод подтверждается исследованием процесса подключения ветви av через сопротивление R , всего на два порядка превышающее сопротивление замкнутого ключа r , к источнику постоянного напряжения. Ток в цепи уменьшался практически по экспоненте с постоянной времени $R(C_1 + C_2)$. Физически это объясняется тем, что более быстрое увеличение напряжения на конденсаторе C_1 при разомкнутом ключе компенсируется уменьшением его за счет перераспределения зарядов при подключении конденсатора C_2 в момент замыкания ключа.

Таким образом, без поддержания напряжения на конденсаторе C_2 равным при разомкнутом ключе K напряжению на конденсаторе C_1 эффективное импульсное управление величиной емкости осуществить невозможно. Следовательно, необходимо ввести в схему устройство, поддерживающее при разомкнутом ключе напряжение на отключенном конденсаторе C_2 равным напряжению на включенном конденсаторе C_1 .

Предельная непрерывная модель схемы импульсного регулирования емкости конденсаторов. Рассмотрим схему с управляемым генератором тока (ГТ), представленную на рис. 3, а.

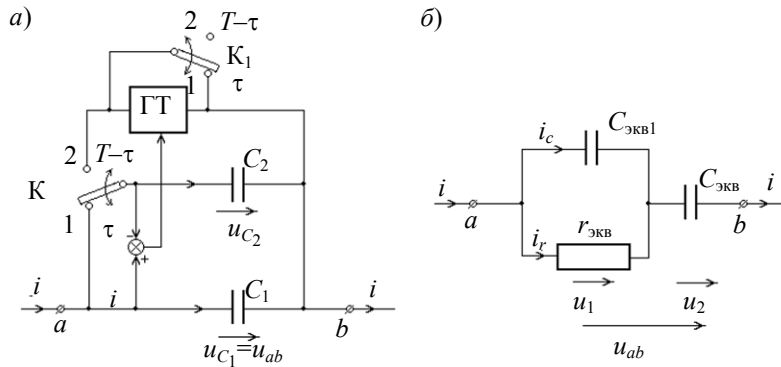


Рис. 3

Уравнение (7) описывает первую часть периода переключений К и К₁ $t_n < t < t_n + \tau$. Для второй части периода $t_n + \tau < t < t_{n+1} = t_n + T$ справедлива система дифференциальных уравнений (ДУ):

$$C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} = i_{C_1}, \quad i_{C_1} = i,$$

$$C_2 \frac{du_{C_2}}{dt} = i_{C_2}, \quad i_{C_2} = i_{\Gamma} = k_i(u_{C_1} - u_{C_2}),$$

где k_i — коэффициент преобразования ГТ $[k_i] = A/V = \text{Ом}^{-1}$.

Представим эту систему уравнений в векторно-матричной форме:

$$\dot{U} = A_2 U + h_2 i, \tag{11}$$

где $A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{k_i}{C_2} & -\frac{k_i}{C_2} \end{bmatrix} = \frac{k_i}{C_2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad h_2 = h_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ C_1 \\ 0 \end{bmatrix}.$

Предельная непрерывная модель схемы (рис. 3, а) описывается уравнением

$$\dot{U} = AU + hi, \tag{12}$$

где $A = \gamma A_1 + (1 - \gamma)A_2, \quad h = \gamma h_1 + (1 - \gamma)h_2, \quad \gamma = \tau / T,$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{\gamma}{rC_1} & \frac{\gamma}{rC_1} \\ \frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2} & -\frac{\gamma}{rC_2} - \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2} \end{bmatrix}, \quad h = \begin{bmatrix} 1 \\ C_1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Приведем систему ДУ предельной непрерывной модели:

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_{C_1}}{dt} &= -\frac{\gamma}{rC_1}(u_{C_1} - u_{C_2}) + \frac{i}{C_1}, \\ \frac{du_{C_2}}{dt} &= \left(\frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2} \right) (u_{C_1} - u_{C_2}), \end{aligned} \right\}$$

подставив $(u_{C_1} - u_{C_2})$, выраженное из второго уравнения, в первое и учитывая $\frac{du_{C_1}}{dt} \sim \frac{du_{C_2}}{dt}$, с приемлемой точностью получим:

$$C_{\text{ЭКВ}} \frac{du_{ab}}{dt} = i, \tag{13}$$

$$C_{\text{ЭКВ}} = C_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \frac{\gamma}{\gamma + (1-\gamma)k_i r} \right). \quad (14)$$

При $k_i r = 1$ получаем

$$C_{\text{ЭКВ}} = C_1 + \gamma C_2. \quad (15)$$

Переходя к изображениям по Лапласу в векторно-матричном уравнении (12) при нулевых начальных условиях, получаем:

$$U_{ab}(p) = U_{C_1}(p) = c^T [pE - A]^{-1} h I(p), \quad (16)$$

где $U_{ab}(p) = U_{C_1}(p) = L\{u_{C_1}(t)\}$, $I(p) = L\{i(t)\}$ — преобразование Лапласа $u_{C_1}(t)$ и $i(t)$ соответственно, E — единичная (2×2)-матрица, $c^T = [1, 0]$ — вектор-строка.

Из уравнения (16) получаем передаточную функцию предельной непрерывной модели цепи рис. 3, а.

$$W(p) = \frac{U_{ab}(p)}{I(p)} = \frac{U_{C_1}(p)}{I(p)} = c^T [pE - A]^{-1} h = \frac{p + \frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2}}{C_1 p \left(p + \frac{\gamma}{rC_1} + \frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2} \right)}. \quad (17)$$

Разложение $W(p)$ на сумму двух простейших дробей дает:

$$W(p) = \frac{A_1}{p} + \frac{A_2}{p - p_1}, \quad p_1 = - \left(\frac{\gamma}{rC_1} + \frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2} \right), \quad (18)$$

где

$$A_1 = pW(p)|_{p=0} = \frac{\frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2}}{C_1 \left(\frac{\gamma}{rC_1} + \frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2} \right)} = \frac{1}{C_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \frac{\gamma}{\gamma + (1-\gamma)k_i r} \right)} = \frac{1}{C_{\text{ЭКВ}}},$$

$$A_2 = (p - p_1)W(p)|_{p=p_1} = \frac{\frac{\gamma}{rC_1}}{C_1 \left(\frac{\gamma}{rC_1} + \frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2} \right)} = \frac{\gamma}{C_1 \left[\gamma + \frac{C_2}{C_1} (\gamma + (1-\gamma)k_i r) \right]}.$$

Согласно формуле (18) можно построить эквивалентную электрическую схему предельной непрерывной модели, представленную на рис. 3, б, где $u_{ab} = u_1 + u_2$, $C_{\text{ЭКВ}} du_2 / dt = i$, $i_C + i_r = C_{\text{ЭКВ}1} du_1 / dt + u_1 / r_{\text{ЭКВ}} = i$.

Переходя к изображениям по Лапласу, получаем:

$$U_1(p) = \frac{r_{\text{ЭКВ}}}{T_{\text{ЭКВ}} p + 1} I(p), \quad U_2(p) = \frac{I(p)}{C_{\text{ЭКВ}} p}, \quad U_{ab}(p) = U_1(p) + U_2(p), \quad T_{\text{ЭКВ}} = r_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}1}. \quad (19)$$

Проанализировав выражения (18) и (19), получим:

$$r_{\text{ЭКВ}} = \frac{\gamma}{\left[\gamma + \frac{C_1}{C_2} (\gamma + (1-\gamma)k_i r) \right]^2} r, \quad C_{\text{ЭКВ}1} = C_1 \left[1 + \frac{C_2}{C_1} \left(1 + \frac{(1-\gamma)}{\gamma} k_i r \right) \right],$$

$$T_{\text{ЭКВ}} = r_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}1} = \frac{1}{\frac{\gamma}{rC_1} + \frac{\gamma}{rC_2} + \frac{(1-\gamma)k_i}{C_2}} = \frac{rC_1}{\gamma + \frac{C_1}{C_2} (\gamma + (1-\gamma)k_i r)}.$$

Экспериментальная проверка полученных результатов. С целью экспериментальной проверки полученных результатов моделировалось подключение RC -цепи к генератору

синусоидального напряжения частотой $f=50$ Гц, амплитудой $U_m=100$ В и нулевой начальной фазой $\varphi=0$; $R=10$ Ом, а величина C устанавливалась равной $1,2 \cdot 10^{-4}$ и $1,8 \cdot 10^{-4}$ Ф путем импульсного регулирования по схеме рис. 3, а; $C_1 = C_2 = 1 \cdot 10^{-4}$ Ф, $T=10^{-5}$ с, $r = 0,1$ Ом, $k_i r = 1$. В соответствии с формулой (15) принималось $\gamma = 0,2$ и $0,8$ соответственно при $C_{ЭКВ} = 1,2 \cdot 10^{-4}$ и $1,8 \cdot 10^{-4}$ Ф.

Одновременно моделировалось подключение к тому же напряжению RC -цепи, в которой импульсно регулируемый конденсатор представлялся его предельной моделью (рис. 3, б). Схема моделирования в системе моделирования Matlab 6.5 Simulink 5 Sim Power System приведена на рис. 4 [7].

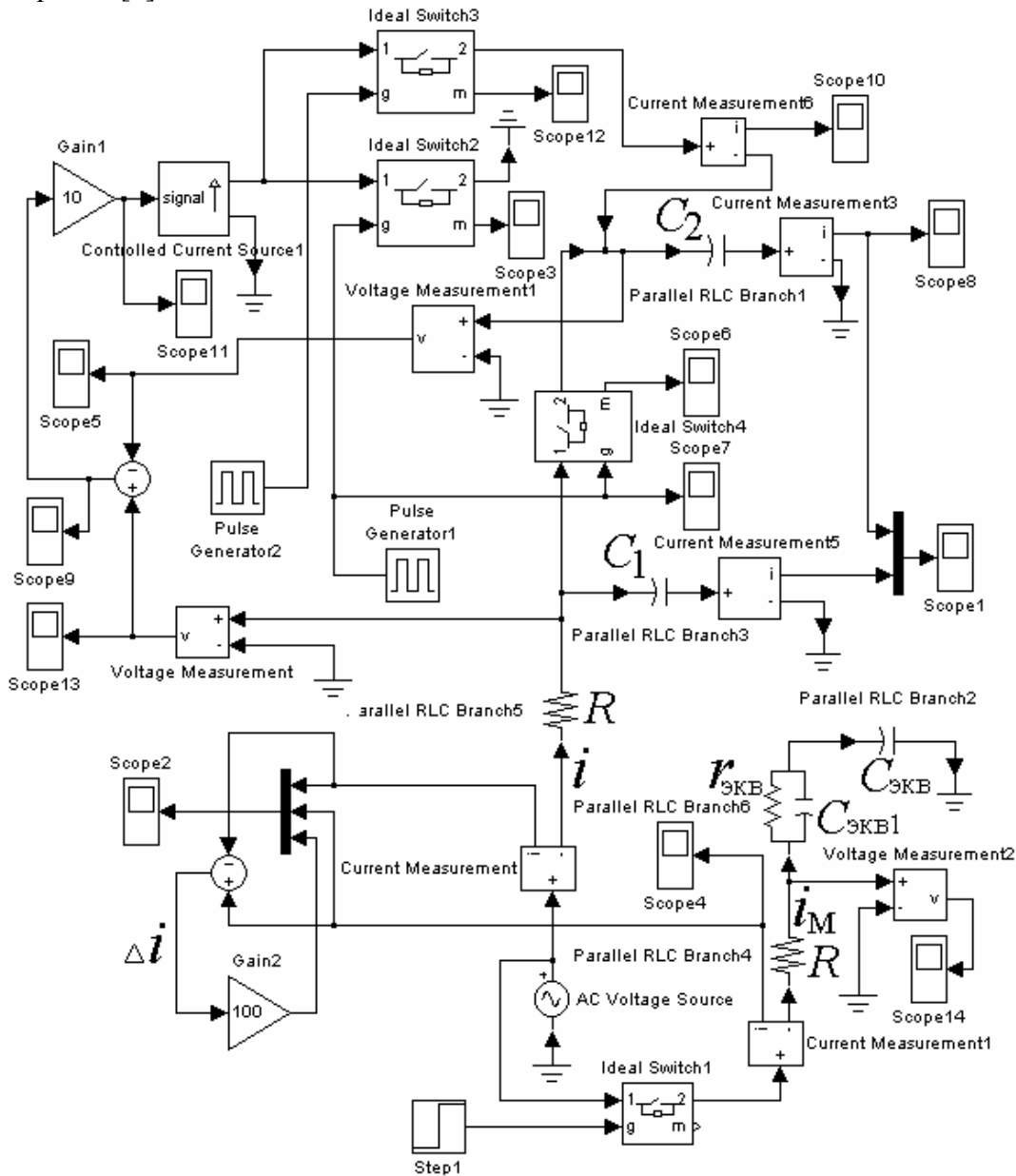


Рис. 4

Результаты моделирования представлены на рис. 5 (i — ток RC -цепи с импульсным регулированием емкости конденсатора, i_M — ток RC -цепи, в которой импульсно регулируемый конденсатор представлен его предельной непрерывной моделью, $\Delta i = i_M - i$).

Моделирование проводилось методом ode15s, максимальный шаг интегрирования составил 10^{-6} .

Анализ результатов моделирования показал очень хорошее приближение предельно непрерывной модели к реальному импульсно регулируемому конденсатору. С возрастанием T точность приближения снижается.

Следует подчеркнуть, что рассмотренный импульсный способ регулирования емкости конденсаторов относится к схемным решениям. Емкости конденсаторов в действительности не изменяются. В момент уменьшения емкости ветви ab (в момент отключения C_2) напряжение на ветви не изменяется, хотя при мгновенном уменьшении емкости конденсатора напряжение на нем ($u_C = q/C$) возрастает.

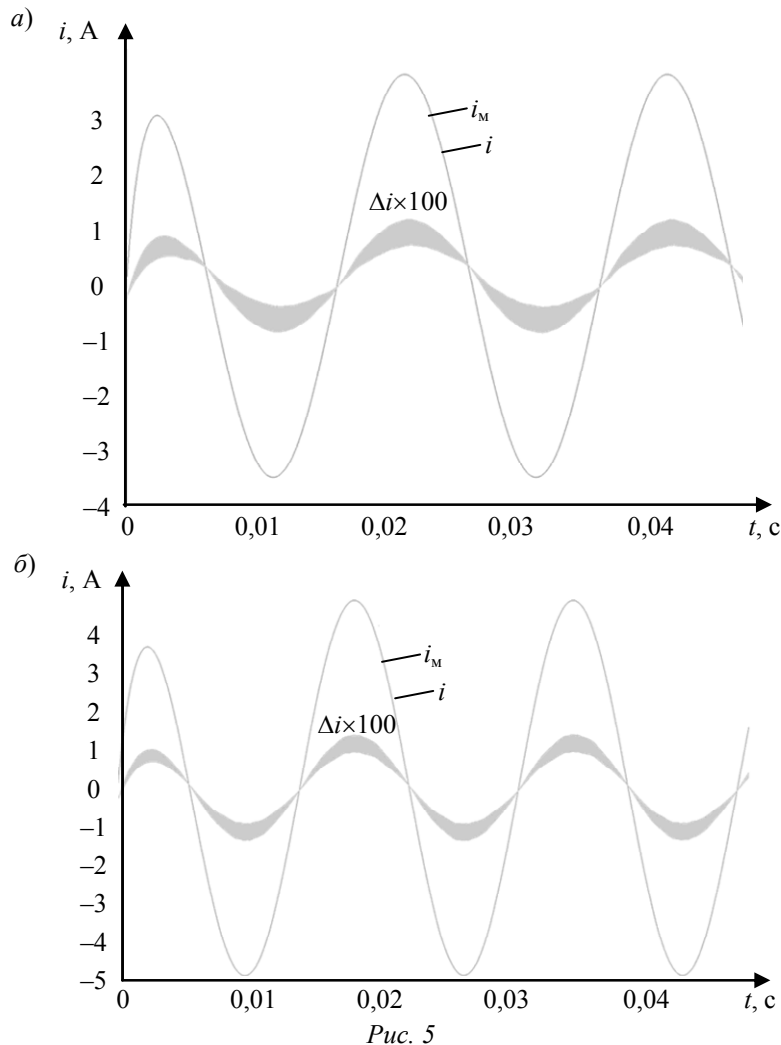


Рис. 5

Проанализировав результаты работы, можно сделать следующие выводы:

1) изменение относительной продолжительности периодического подключения дополнительного конденсатора параллельно основному при поддержании на отключенном конденсаторе напряжения, равного напряжению на основном, позволяет плавно регулировать эквивалентную емкость;

2) при достаточно высокой частоте переключений схему импульсного регулирования емкости можно с необходимой точностью заменить ее эквивалентной предельной непрерывной моделью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. школа, 2003. 462 с.
2. Торонцев Н. Д. Авиационные асинхронные генераторы. М.: Транспорт, 1970. 204 с.

3. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. Ч. 1. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000.
4. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. Ч. 2. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000.
5. Дмитриев Б. Д., Рябенский В. М., Черевко А. И. и др. Судовые полупроводниковые преобразователи. СПб: СПбГМТУ, 2011. 526 с.
6. Кориунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры // Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т. 52, № 9. С. 42—48.
7. Дьяконов В. П. MATLAB 6/6.1/6.5 Simulink4/5. Основы применения: Справочник. М.: Солон Р, 2002.

Сведения об авторе

Анатолий Иванович Кориунов — д-р техн. наук, профессор; Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“, кафедра радиоэлектроники; E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

Рекомендована кафедрой
радиоэлектроники

Поступила в редакцию
01.04.14 г.

Ссылка для цитирования: Кориунов А. И. Импульсное регулирование емкости конденсаторов // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 6. С. 463—472.

PULSED CONTROL OVER CAPACITOR CAPACITANCE

A. I. Korshunov

*N. G. Kuznetsov Navy Academy, Navy Polytechnic Institute,
198514, Saint Petersburg, Russia
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru*

A circuit of high-frequency commutation of capacitors allowing for smooth variation of their equivalent capacitance is studied. A limiting continuous model of equivalent capacitance regulation circuit is developed. Results of digital modeling demonstrate practical equivalence of the model and actual circuit for the case of high enough commutation frequency.

Keywords: capacitance, control, high-frequency commutation, limiting continuous model.

Data on author

Anatoly I. Korshunov — Dr. Sci, Professor; N. G. Kuznetsov Navy Academy, Navy Polytechnic Institute, Department of Radio-Electronics;
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

Reference for citation: Korshunov A. I. Pulsed control over capacitor capacitance // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroyeniye. 2015. Vol. 58, N 6. P. 463—472 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-6-464-472