

СХЕМОТЕХНИКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ CIRCUIT ENGINEERING AND DESIGN

УДК 621.311.69

DOI: 10.24151/1561-5405-2017-22-3-247-255

Расчет переходных процессов и параметров схемы удвоителя напряжения на переключаемых емкостях

Ю.Ю. Разуваев

Воронежский государственный университет, г. Воронеж, Россия

RazuvaevYY@mail.ru

Удвоители напряжения на переключаемых емкостях – широко применяемые импульсные преобразователи напряжения. Современный подход к проектированию электронных схем подразумевает применение специализированных программ схемотехнического моделирования, которые позволяют учесть множество факторов и получить результат, максимально приближенный к реальности.

В работе приведено математическое описание переходных процессов в схеме удвоителя напряжения. С помощью математического моделирования переходных процессов получены формулы, позволяющие рассчитать схему удвоителя напряжения на переключаемых емкостях с учетом требований по уровню установившегося напряжения, размаху пульсаций, времени установления выходного напряжения. Справедливость аналитических расчетов подтверждена результатами схемотехнического моделирования. Даны практические рекомендации по выбору параметров схемы.

Работа может представлять практический интерес для разработчиков аналоговых схем. Полученные формулы позволяют быстро рассчитать параметры схемы для получения желаемых характеристик.

Ключевые слова: удвоитель напряжения; переключаемые конденсаторы; переходные процессы; схемотехническое моделирование.

Для цитирования: Разуваев Ю.Ю. Расчет переходных процессов и параметров схемы удвоителя напряжения на переключаемых емкостях // Изв. вузов. Электроника. – 2017. – Т.22. – №3. – С. 247–255.

Calculation of Transient Processes and Parameters of Scheme of Voltage Doubler Based on Switched Capacitances

Yu.Yu. Razuvaev

Voronezh State University, Voronezh, Russia

RazuvaevYY@mail.ru

The voltage doublers on the switched capacitors are the commonly used impulse voltage converters.

Using the mathematical modeling of transient processes the formulas, permitting to design the scheme of the voltage doubler on the switched capacitors with an account of requirements to an established voltage level, rippling and transition time, have been derived. The validity of the analytical calculations has been verified by the circuit engineering simulation results. The practical recommendations for choosing the scheme parameters have been given.

The obtained results permit to calculate the scheme parameters to obtain the necessary characteristics.

Keywords: voltage doubler; charge pump; switched capacitors; transients; circuit simulation.

For citation: Razuvaev Yu.Yu. Calculation of Transient Processes and Parameters of Scheme of Voltage Doubler Based on Switched Capacitances // Proc. of universities. Electronics. – 2017. – Vol.22. – №3. – P. 247–255.

Введение. Удвоители напряжения на переключаемых емкостях широко применяются в маломощных источниках вторичного электропитания, в схемах управления силовыми и аналоговыми ключами, в схемах электронной памяти [1–6]. Это довольно простой в схемотехнической реализации тип импульсных преобразователей напряжения. Во многих публикациях даны рекомендации по применению готовых решений – удвоителей, выполненных в виде микросхем. Однако их расчет, а также расчет переходных процессов мало представлены в литературе.

Цель настоящей работы – математическое описание переходных процессов в схеме удвоителя напряжения, получение непрерывного решения для дискретной системы в виде формул для выявления зависимости параметров схемы от ее компонентов, расчет номиналов этих компонентов для проектирования схемы. Расчет переходных процессов и полученные формулы позволяют спроектировать схему таким образом, чтобы ее параметры удовлетворяли основным требованиям к уровню установившегося напряжения на выходе, уровню пульсаций выходного напряжения и ко времени установления выходного напряжения (рабочего режима).

Принцип работы схемы. Принцип работы удвоителя напряжения основан на периодической передаче заряда переключаемого конденсатора выходному конденсатору. На рис.1 представлена принципиальная электрическая схема удвоителя напряжения. Когда выходное напряжение источника прямоугольных импульсов равно нулю, переключаемый конденсатор $C1$ заряжается примерно до напряжения питания. Когда выходное напряжение источника прямоугольных импульсов становится равным напряже-

нию питания, напряжение на аноде диода $D2$ становится равным удвоенному напряжению питания и происходит перекачка заряда конденсатора $C1$ в выходной конденсатор $C2$ и напряжение на нем возрастает скачком. За несколько циклов перекачки заряда на конденсаторе $C2$ устанавливается напряжение, которое в режиме холостого хода равно удвоенному значению напряжения питания.

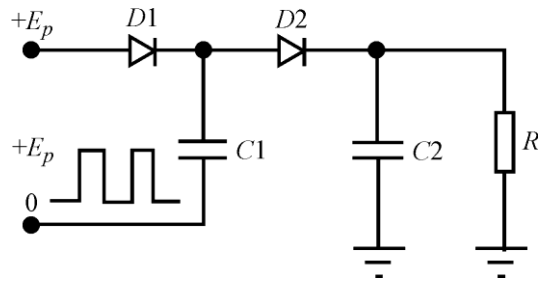


Рис. 1. Схема удвоителя напряжения

Расчет переходных процессов для режима холостого хода. Режим холостого хода наиболее прост для расчета и справедлив для схем, нагрузка которых имеет чисто емкостный характер, как, например, затвор полевого транзистора.

В фазе перекачки заряда от $C1$ к $C2$ напряжение на конденсаторе $C1$ убывает по закону

$$U_{C1}(t) = E_p - U_d - \frac{Q(t)}{C_1}, \quad (1)$$

где E_p – напряжение питания; U_d – напряжение на открытом диоде.

Для моделирования диода будем использовать кусочно-линейную аппроксимацию ВАХ, полагая дифференциальное сопротивление диода в закрытом состоянии бесконечным, а в открытом – равным нулю.

Напряжение на конденсаторе $C2$ будет нарастать за счет заряда $Q(t)$, получаемого им от конденсатора $C1$:

$$U_{C2}(t) = U_{C2}(0) + \frac{Q(t)}{C_2}. \quad (2)$$

Напряжения на конденсаторах в любой момент времени фазы передачи заряда связаны между собой соотношением

$$E_p + U_{C1}(t) - U_d = U_{C2}(t). \quad (3)$$

Из уравнений (1)–(3) нетрудно найти заряд, который будет передан от $C1$ к $C2$:

$$Q = [2E_p - 2U_d - U_{C2}(0)]C_s, \quad (4)$$

где $C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

Подставив (4) в (2), найдем величину скачка напряжения на $C2$:

$$\Delta U_{C2} = \frac{C_s}{C_2} [2E_p - 2U_d - U_{C2}(0)]. \quad (5)$$

Уравнение (5) можно переписать в рекуррентном виде:

$$U_i = U_{i-1} + \frac{C_s}{C_2} [2E_p - 2U_d - U_{i-1}], \quad (6)$$

где i соответствует номеру периода генератора (или цикла преобразования).

Из полученного дискретного решения можно получить приближенное непрерывное решение. Для этого разделим обе части уравнения (5) на период прямоугольных импульсов генератора T . В пределе, полагая $\Delta U_{C2} \rightarrow 0, T \rightarrow 0$, получаем

$$\frac{dU_{C2}}{dt} \frac{C_2}{C_s} + \frac{U_{C2}}{T} = 2 \frac{E_p - U_d}{T}.$$

Решение этого уравнения с учетом начального условия $U_{C2}(0) = E_p - 2U_d$ имеет вид

$$U_{C2}(t) = E_p \left(2 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) - 2U_d, \quad \tau = T \frac{C_2}{C_s} = T \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) \quad (7)$$

Построив графики переходных процессов для рекуррентного решения (6) и непрерывного (7), можно убедиться, что непрерывное решение приближенно, но достаточно хорошо описывает процесс установления выходного напряжения. Точность тем больше, чем меньше и чаще скачки выходного напряжения.

Установившееся напряжение зависит только от выбора диодов:

$$U_{C2}(\infty) = 2E_p - 2U_d. \quad (8)$$

При этом пульсации отсутствуют, в чем можно убедиться, подставив (8) в (5). В реальной схеме пульсации возникают за счет емкости диода и тока утечки конденсатора $C2$.

Время установления выходного напряжения до уровня $kU_{C2}(\infty)$ равно:

$$t_s = T \frac{C_1 + C_2}{C_1} \ln \left(\frac{E_p}{(1-k)(2E_p - 2U_d)} \right).$$

Если пренебречь U_d и принять $k = 0,9$, получим $t_s \approx 3\tau$.

Расчет переходных процессов с активной нагрузкой. При подключении активной нагрузки необходимо учитывать два процесса: разряд конденсатора $C2$ на нагрузку и дополнительную подкачку заряда в $C2$ от $C1$ и источника импульсов. Дополнительная подкачка происходит из-за того, что уменьшающееся напряжение на $C2$ порождает ток в цепи источника и конденсатора $C1$, частично компенсирующий ток нагрузки.

Когда на выходе источника импульсов напряжение равно напряжению питания, происходит разряд $C2$ в нагрузку R и дополнительная подкачка заряда от $C1$. Длительность этой фазы обозначим как T_1 . Чтобы найти $U_{C2}(t)$, составим систему уравнений:

$$\begin{cases} I_{C1}(t) = -C1 \frac{dU_{C2}(t)}{dt}, \\ I_{C2}(t) = -C2 \frac{dU_{C2}(t)}{dt}, \\ I_{C1}(t) + I_{C2}(t) = \frac{U_{C2}(t)}{R}. \end{cases} \quad (9)$$

Из системы (9), подставляя первое и второе уравнения в третье, получаем дифференциальное уравнение:

$$\frac{dU_{C2}}{dt} (C_1 + C_2) + \frac{U_{C2}}{R} = 0. \quad (10)$$

Решение уравнения (10) имеет вид

$$U_{C2}(t) = U_{C2}(0)e^{-\frac{t}{\tau_1}},$$

где $\tau_1 = R(C_1 + C_2)$.

Когда на выходе источника импульсов напряжение равно нулю, происходит только разряд C_2 в нагрузку R . Длительность этой фазы обозначим как T_0 . При этом напряжение на конденсаторе C_2 будет уменьшаться по закону

$$U_{C2}(t) = U_{C2}(0)e^{-\frac{t}{\tau_0}},$$

где $\tau_0 = RC_2$.

На рис. 2 схематично показано, как изменяется напряжение на конденсаторе C_2 после скачка с учетом рассмотренных эффектов. В результате к концу периода напряжение изменится:

$$\Delta U = (U_{C2}(0) + \Delta U_{C2})e^{-\frac{T_0}{\tau_0}e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}} - U_{C2}(0). \quad (11)$$

Подставив (5) в (11), получим

$$\Delta U = U_{C2}(0) \left[\frac{C_2 - C_s}{C_2} e^{-\frac{T_0}{\tau_0}e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}} - 1 \right] + 2 \frac{C_s}{C_2} [E_p - U_d] e^{-\frac{T_0}{\tau_0}e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}}. \quad (12)$$

Рекуррентное решение находим из (12), прибавив к обеим частям уравнения $U_{C2}(0)$:

$$U_i = \left(U_{i-1} \frac{C_2 - C_s}{C_2} + 2 \frac{C_s}{C_2} [E_p - U_d] \right) e^{-\frac{T_0}{\tau_0}e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}}. \quad (13)$$

Приближенное непрерывное решение находим из (12), приведя его к дифференциальному виду, разделив на период:

$$U_{C2}(t) = \left[E_p - 2U_d - \frac{b}{a} \right] e^{-\frac{at}{T}} + \frac{b}{a}, \quad (14)$$

где $a = 1 - \frac{C_2 - C_s}{C_2} e^{-\frac{T_0}{\tau_0}e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}}$; $b = 2 \frac{C_s}{C_2} [E_p - U_d] e^{-\frac{T_0}{\tau_0}e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}}$.

На рис.3,а представлены графики рекуррентного решения (13) и непрерывного (14) для $E_p = 5$ В, $U_d = 0,6$ В, $C_1 = 0,1$ мкФ, $C_2 = 1$ мкФ, $T = 1$ мкс, $T_1 = T_2 = T/2$ и двух значений сопротивлений нагрузки 1 кОм и 50 Ом. Видно, что непрерывное решение достаточно хорошо описывает процесс установления выходного напряжения. Очевидно, что чем меньше сопротивление нагрузки, тем меньше выходное напряжение в установившемся режиме. При этом возрастают пульсации (рис.3,б), рассчитанные по формулам (5) и (13).

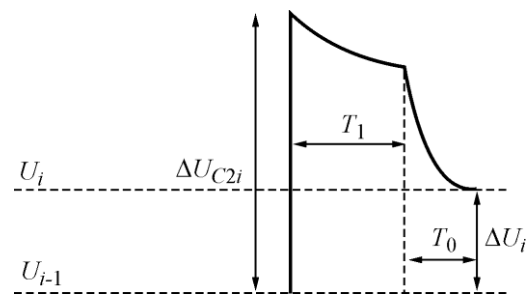


Рис.2. Схематичное изображение скачка выходного напряжения

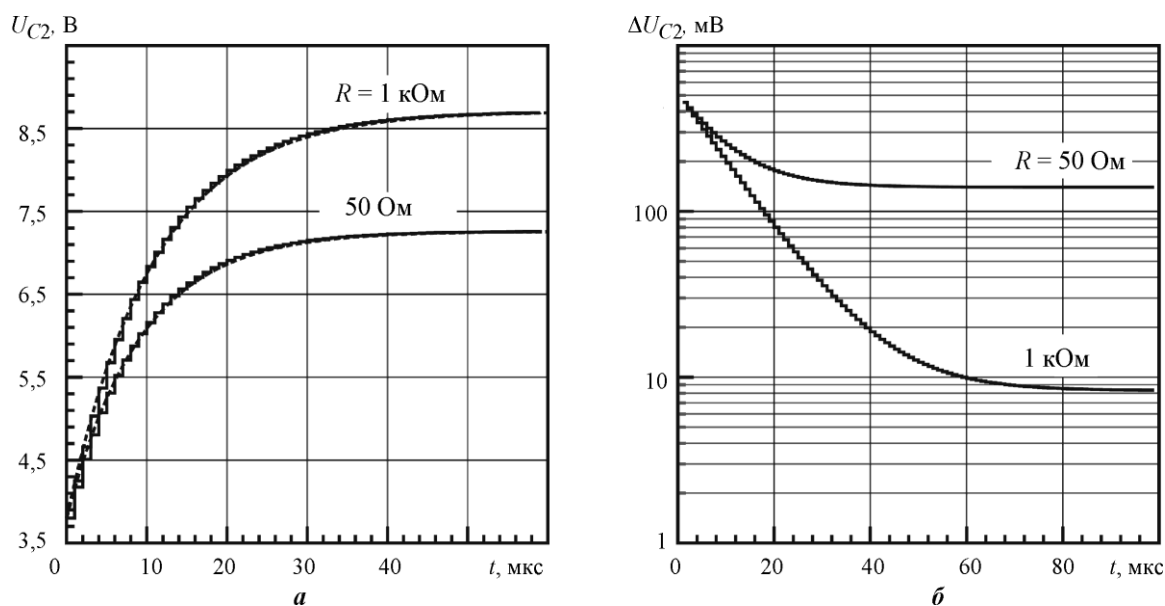


Рис.3. Процессы установления выходного напряжения с учетом нагрузки (а) и изменение размаха пульсаций во времени (б)

Схемотехническое моделирование. Проверить полученные формулы можно с помощью моделирования схемы удвоителя напряжения. На рис. 4 непрерывные кривые

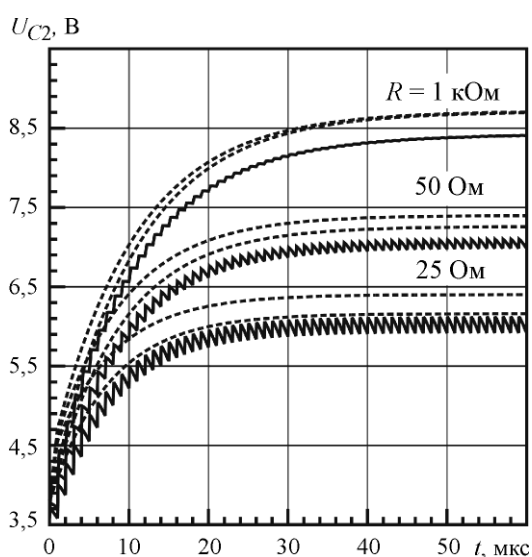


Рис.4. Результаты расчетов и схемотехнического моделирования

получены с помощью программы Proteus с применением встроенной в нее модели диодов 1N4148. Пунктирные кривые соответствуют нижней и верхней огибающим пульсаций, рассчитанных с помощью формул (5) и (13) для $E_p = 5 \text{ В}$, $U_d = 0,6 \text{ В}$, $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$, $C_2 = 1 \text{ мкФ}$, $T = 1 \text{ мкс}$, $T_1 = T_2 = T/2$. Результаты качественно согласуются друг с другом. Однако пунктирные кривые сдвинуты вверх относительно зигзагообразных. Количественное отличие объясняется применением другой модели диодов. В программе Proteus диоды имеют экспоненциальную ВАХ, а также учитывается их емкость. Тем не менее полученные аналитические соотношения позволяют выявить важные для практики соотношения и приближенно рассчитать параметры схемы удвоителя напряжения.

Практическая значимость полученных результатов. Современный подход к проектированию электронных схем подразумевает применение специализированных программ схемотехнического моделирования, которые позволяют учесть множество факторов и получить результат, максимально приближенный к реальности. Прежде чем приступить к оптимизации параметров схемы, разработчику надо задать начальную конфигурацию схемы и понимать, от чего зависят выходные параметры, насколько на эти параметры влияет используемая элементная база и описывающие ее модели. Полученные формулы позволяют выявить принципиальные зависимости. Это важно для практики, поскольку при переходе от одной элементной базы к другой, от одних моде-

лей элементов к другим параметры схемы изменятся, но фундаментальные закономерности останутся прежними.

Установившееся напряжение (уровень нижней огибающей пульсаций) находим по формуле (14):

$$U_{C_2}(\infty) = \frac{b}{a} = 2(E_p - U_d) \left[1 + \frac{C_1 + C_2}{C_1} \left(\exp \left(\frac{T + T_0 \frac{C_1}{C_2}}{R(C_1 + C_2)} \right) - 1 \right) \right]^{-1}. \quad (15)$$

Размах пульсаций можно вычислить, подставив (15) в (5). Время установления выходного напряжения до заданного уровня рассчитывается по формуле (14). Ввиду громоздкости этих формул в настоящей работе они не приводятся. Графики на рис.5 и 6, рассчитанные по формулам (15) и (5), позволяют понять, как влияют параметры схемы на ее характеристики.

На рис.5,а,б показаны зависимости установившегося напряжения, на рис.5,в,г – размаха пульсаций от значения емкостей C_1 и C_2 соответственно. Видно, что выходное напряжение тем больше, чем больше емкости. Закономерность для емкости C_1 очевидна,

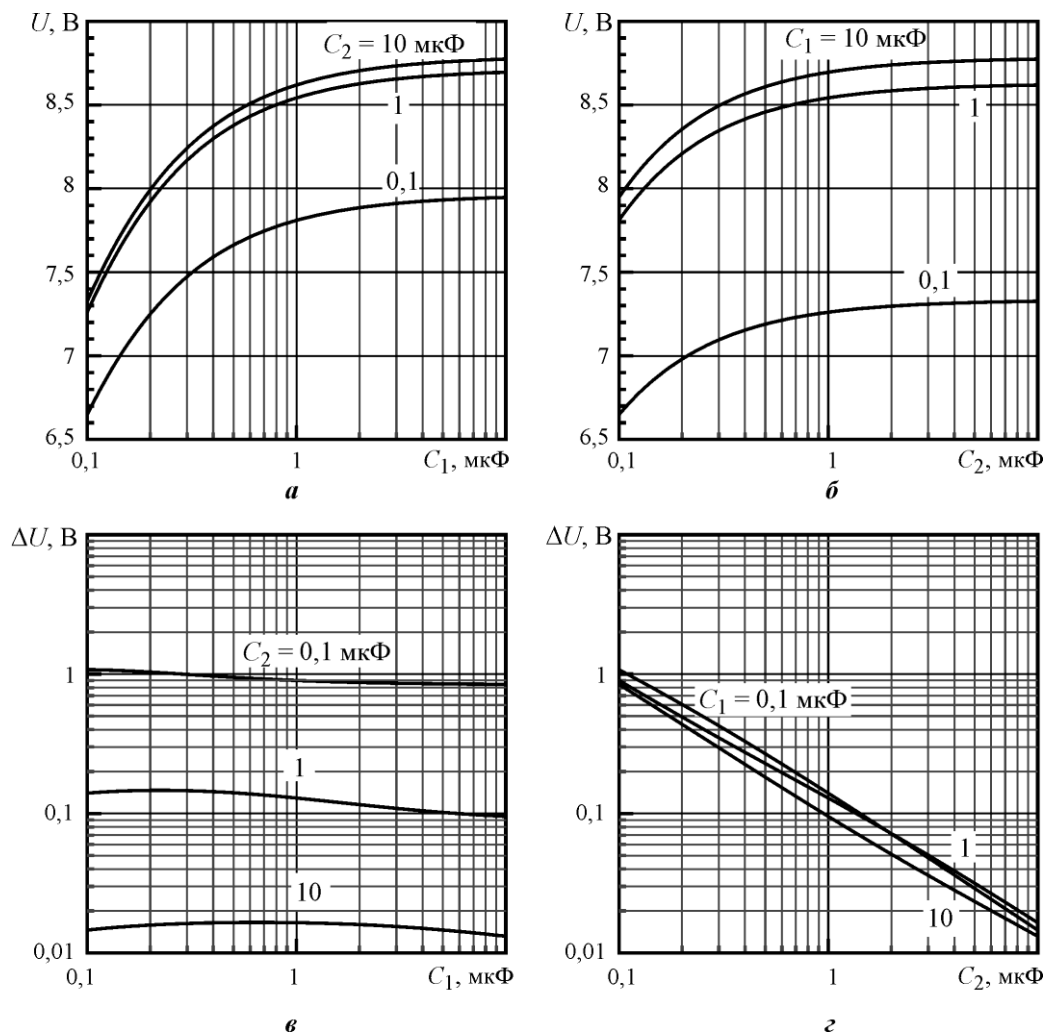


Рис.5. Расчетные зависимости установившегося напряжения U от емкостей C_1 (а) и C_2 (б) и размаха пульсаций от емкостей C_1 (в) и C_2 (г) при $E_p = 5$ В, $U_d = 0,6$ В, $T = 1$ мкс, $T_1 = T_2 = T/2$, $R = 50$ Ом

поскольку она фактически определяет мощность преобразователя, т.е. сколько энергии будет передано в емкость C_2 за период преобразования. Увеличение установившегося напряжения с ростом емкости C_2 не очевидно. Этот эффект можно объяснить тем, что чем больше емкость выходного конденсатора, тем меньше он успевает разряжаться, т.е. увеличение напряжения происходит за счет уменьшения пульсаций (см. рис.5,з). Несмотря на то что емкость C_1 фактически определяет величину энергии, сообщаемой емкости C_2 за период преобразования, в установившемся режиме размах пульсаций практически не зависит от C_1 (см. рис.5,е).

Таким образом, можно сделать важный вывод: следует увеличивать емкость C_2 , а не емкость C_1 , потому что чем больше емкость C_1 , тем больше токовая нагрузка для источника прямоугольных импульсов, а увеличение емкости C_2 позволяет получить и большее напряжение, и меньшие пульсации.

На рис.6,а приведена зависимость установившегося напряжения от частоты для трех значений коэффициента заполнения импульсов: 10, 50 и 90%. Чем больше частота, тем больше выходное напряжение. Этого следовало ожидать, поскольку мощность преобразователя определяется энергией, запасенной в емкости C_1 , и количеством циклов передачи этой энергии в емкость C_2 за единицу времени. Из-за эффекта дополнительной подкачки заряда выходное напряжение зависит от коэффициента заполнения источника прямоугольных импульсов. Чем больше коэффициент заполнения $D = \frac{T_1}{T} 100\%$, тем больше дополнительная подкачка заряда и выше выходное напряжение. При этом, как показано на рис.2, должен уменьшаться и размах пульсаций, что подтверждается рис.6,б.

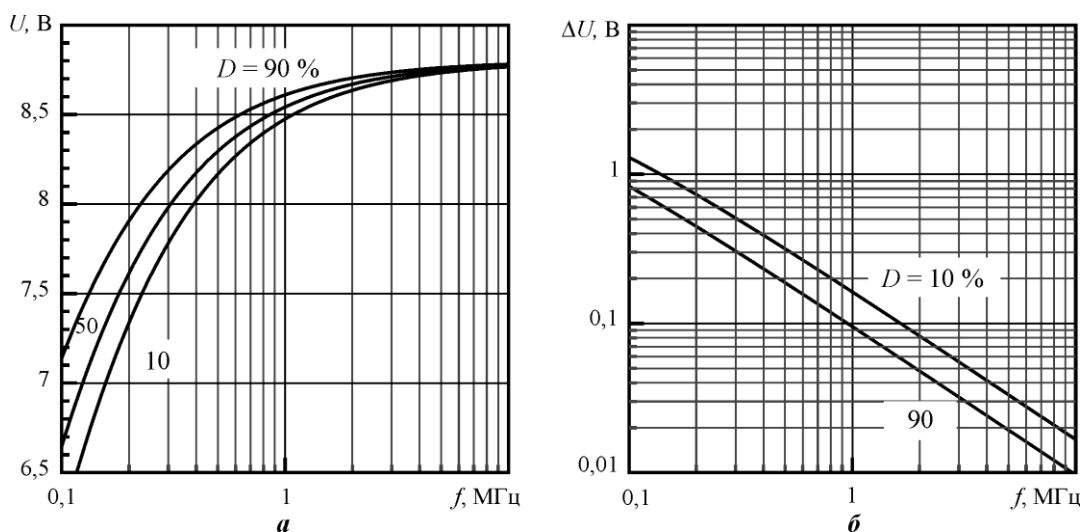


Рис.6. Зависимость установившегося выходного напряжения U (а) и размаха пульсаций ΔU (б) от частоты f при $E_p = 5$ В, $U_d = 0,6$ В, $C_1 = C_2 = 1$ мкФ, $R = 50$ Ом

Итак, чем выше частота и коэффициент заполнения импульсов, тем выше выходное напряжение и меньше пульсации. На практике с увеличением частоты будут расти энергопотребление схемы и уменьшаться коэффициент полезного действия преобразователя. Большие значения коэффициента D тоже могут представлять трудности, поскольку для переключения электронных ключей требуется некоторое время. Однако выбор значения D больше 50 % представляется целесообразным.

Закономерности, представленные на рис. 5 и 6, согласуются с результатами схемотехнического моделирования.

Закключение. Полученные формулы позволяют рассчитать выходное напряжение, размах пульсаций и время выхода на рабочий режим схемы удвоителя напряжения на переключаемых емкостях для емкостной и активной нагрузки. Несмотря на то что рассматриваемая схема является дискретной системой, можно получить непрерывное решение в виде относительно простых формул, которые удобно использовать при проектировании схемы. Естественно, учет особенностей элементной базы внесет поправки к полученным результатам, но следует ожидать, что выявленные закономерности останутся справедливыми.

Для увеличения выходного напряжения и уменьшения пульсаций при активной нагрузке следует увеличивать значение выходной емкости, частоту и коэффициент заполнения импульсов источника зарядовой накачки. Повышение емкости переключаемого конденсатора уменьшает время выхода на рабочий режим, увеличивает выходное напряжение, но почти не влияет на размах пульсаций, что является интересным и неочевидным результатом.

Работу можно рассматривать как практическое руководство для инженеров-разработчиков электронных схем.

Литература

1. **Pan F., Samaddar T.** Charge pump circuit design. – The McGraw-Hill Companies, Inc. – 2006. – 247 p.
2. **Baker R.J.** Circuit design, layout, and simulation // IEEE Series on Microelectronic Systems. – Wiley-IEEE Press. – 1964. – 1177 p.
3. **Meyer P., Tucker J.** Providing continuous gate drive using a charge pump // Texas Instruments. Application report SLVA444. – 2011. – URL: <http://www.ti.com/lit/an/slva444/slva444.pdf> (дата обращения: 03.02.2017).
4. **Васильев Е.С.** Оптимизация архитектуры устройства с зарядовой накачкой по критерию занимаемой площади // Изв. вузов. Электроника. – 2012. – № 6(98). – С. 36–42.
5. **Palumbo G., Pappalardo D.** Charge pump circuits: an overview on design strategies and topologies // IEEE Circuits and Systems Magazine. – 2010. – Vol.10. – Iss.1. – P. 31–45.
6. **Michelle Lim Sern Mi, Md. Shabiul Islam, Jahariah Sampe, Sawal Hamid Md. Ali.** Review of Charge Pump Topologies for Micro Energy Harvesting Systems// American Journal of Applied Sciences. – 2016. – Vol.13. – Iss.5. – P.628–645.

Поступила после доработки 15.02.2017 г.; принята к публикации 21.03.2017 г.

Разуваев Юрий Юрьевич – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры электроники Воронежского государственного университета (Россия, 394006, г. Воронеж, Университетская пл., д. 1), RazuvaevYY@mail.ru

References

1. Pan F., Samaddar T. *Charge pump circuit design*. The McGraw-Hill Companies, Inc., 2006. 247 p.
2. Baker R.J. *Circuit design, layout, and simulation*. IEEE Series on Microelectronic Systems. Wiley-IEEE Press, 1964. 1177 p.
3. Meyer P., Tucker J. *Providing continuous gate drive using a charge pump*. Texas Instruments. Application report SLVA444, 2011. Available at: <http://www.ti.com/lit/an/slva444/slva444.pdf> (accessed: 03.02.2017).
4. Vasil'ev E.S. Optimizatsiya arkhitektury ustrojstva s zaryadovoj nakachkoj po kriteriyu zanimajemoj ploshhadi [Charge Pump Architecture Optimization for Area Optimization]. *Izvestiya vuzov. Elektronika – Proceedings of Universities. Electronic*, 2012, no.6(98), pp. 36–42. (In Russian).
5. Palumbo G., Pappalardo D. Charge pump circuits: an overview on design strategies and topologies. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2010, vol.10, iss.1, pp. 31–45.
6. Michelle Lim Sern Mi, Michelle Lim Sern Mi, Md. Shabiul Islam, Jahariah Sampe, Sawal Hamid Md. Ali. Review of Charge Pump Topologies for Micro Energy Harvesting Systems. *American Journal of Applied Sciences*, 2016, vol.13, iss.5, pp.628–645.

Submitted 15.02.2017; accepted 21.03.2017.