

Ф. Р. Исмагилов, Н. А. Фролов, А. Ф. Ягудин

УПРАВЛЕНИЕ ИНВЕРТОРАМИ С РЕЗОНАНСНЫМИ СИСТЕМАМИ ВЫСОКИХ ПОРЯДКОВ

Рассматриваются условия возникновения «мягкой коммутации» силовых ключей в автономных инверторах тока с резонансными системами второго и третьего порядков с линейной и нелинейной нагрузкой, а также управление по фазовым соотношениям для гармоник тока в резонансной системе инвертора. Автономный инвертор; резонансная система; управление; фаза; гармоники тока

Автономные инверторы напряжения или тока, включающие в себя резонансные системы порядка выше второго, обладают рядом существенных преимуществ по сравнению с известными системами второго порядка за счет дополнительных степеней свободы. Однако это требует дополнительного исследования возможностей автоматического поиска оптимальных режимов, так как имеет место множество состояний инвертора, при котором выполняются параметры управления.

К таким параметрам можно отнести соблюдение высокого коэффициента полезного действия за счет снижения коммутационных потерь в силовых ключах и элементах схемы инвертора. Наиболее эффективным способом решения этой задачи является переключение силовых ключей в момент наименьшего значения тока или напряжения, так называемая «мягкая коммутация».

1. РЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Рассмотрим возбуждение последовательного колебательного контура напряжением прямоугольной формы (меандр) при наличии или отсутствии обратной полуволны тока, рис. 1.

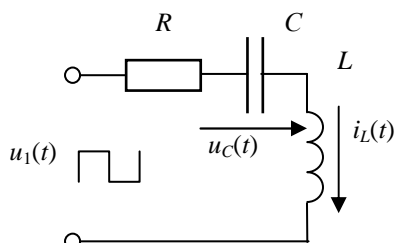


Рис. 1. Резонансная система второго порядка

Воспользуемся методом совмещения начальных условий, который заключается в при-

равнивании начальных значений переменных состояния в начале полупериода входного напряжения обратным значениям этих переменных в конце полупериода и решению полученной системы линейных алгебраических уравнений. В качестве переменных состояния выберем напряжение на емкости $u_c(t)$ и ток через индуктивность $i_L(t)$.

$$\begin{cases} A = i_L(t)R + u_c(t) + L\left(\frac{\partial i_L(t)}{\partial t}\right) \\ i_L(t) = C\left(\frac{\partial u_c(t)}{\partial t}\right) \end{cases} \quad (1)$$

Решение (1) находится в виде

$$\begin{aligned} i_L = & -2i_0Q \left(-e^{-\frac{\omega(2t-2T\sqrt{1-4Q^2}+T+T\sqrt{1-4Q^2})}{4Q}} + \right. \\ & \left. + e^{\frac{\omega(-2t-2T\sqrt{1-4Q^2}-T+T\sqrt{1-4Q^2})}{4Q}} \right) \left(\frac{(-1-\sqrt{1-4Q^2})\omega t}{2Q} \right) \sqrt{1-4Q^2} \\ & \left(e^{\frac{(-1-\sqrt{1-4Q^2})\omega T}{4Q}} + e^{\frac{(-1+\sqrt{1-4Q^2})\omega T}{4Q}} + e^{-\frac{\omega T}{2Q}} + 1 \right), \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{где } C = \frac{1}{\omega^2 L}, R = \frac{\omega L}{Q}, i_0 = \frac{A}{\omega L}.$$

Как следует из выражения (2), при значении добротности $Q < \frac{1}{2}$ колебательный характер тока $i_2(t)$ исчезает и он становится аperiодическим.

Рассматривая $Q > \frac{1}{2}$ и обозначив

$$x = \frac{\sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}}}{2}, \text{ где } x \text{ принадлежит интервалу } 0 \dots 1,$$

перепишем (2) в виде:

$$i_L = \left(-2e^{\frac{\omega(T-2t)\sqrt{1-x^2}}{2}} \sin\left(\frac{(T-2t)x\omega}{2}\right) + 2\sin(tx\omega) e^{\frac{\omega(T-t)\sqrt{1-x^2}}{2}} \right) i_0 / \left(\left(2\cos\left(\frac{Tx\omega}{2}\right) e^{\frac{\omega T\sqrt{1-x^2}}{2}} + 1 + e^{\omega T\sqrt{1-x^2}} \right) x \right). \quad (3)$$

Для того, чтобы найти значение T периода входного напряжения, при котором ток $i_L(t)$ имеет заданное значение, положим в (3) $t = T$, $\omega = 1$:

$$i_L = \frac{\left(2e^{-\frac{T\sqrt{1-x^2}}{2}} \sin\left(\frac{Tx}{2}\right) + 2\sin(Tx) \right) i_0}{\left(2\cos\left(\frac{Tx}{2}\right) e^{\frac{T\sqrt{1-x^2}}{2}} + 1 + e^{T\sqrt{1-x^2}} \right) x} \quad (4)$$

Приравняв $i_L(t)$ к нулю, и решив полученное уравнение, находим значение периода входного напряжения, при котором происходит «мягкая» коммутация силовых ключей инвертора.

$$T = 2\pi / x. \quad (5)$$

На рис. 2 показан график тока в резонансной нагрузке для значения добротности $Q = 1$ или $x = \frac{\sqrt{3}}{2}$.

При увеличении периода входного напряжения в два раза появляется обратная полуволна в кривой тока, что иллюстрируется графиком на рис. 3.

Из вышеприведенного анализа можно сделать вывод о том, что для резонансной цепи второго порядка «мягкая коммутация» возможна только при $Q > 1/2$, и это сопровождается изменением периода или частоты входного напряжения прямоугольной формы, а также изменением значения тока, протекающего через нагрузочное сопротивление.

Для управления частотой инвертора, при которой имеет место «мягкая коммутация» целесообразно найти зависимость угла сдвига фазы первой гармоники тока $i_L(t)$ в цепи от частоты входного напряжения. Из (4) нетрудно получить

$$\varphi = \text{arctg}\left(\frac{\sqrt{1-\omega^2}}{2\omega}\right). \quad (6)$$

График зависимости (6) показан на рис. 4.

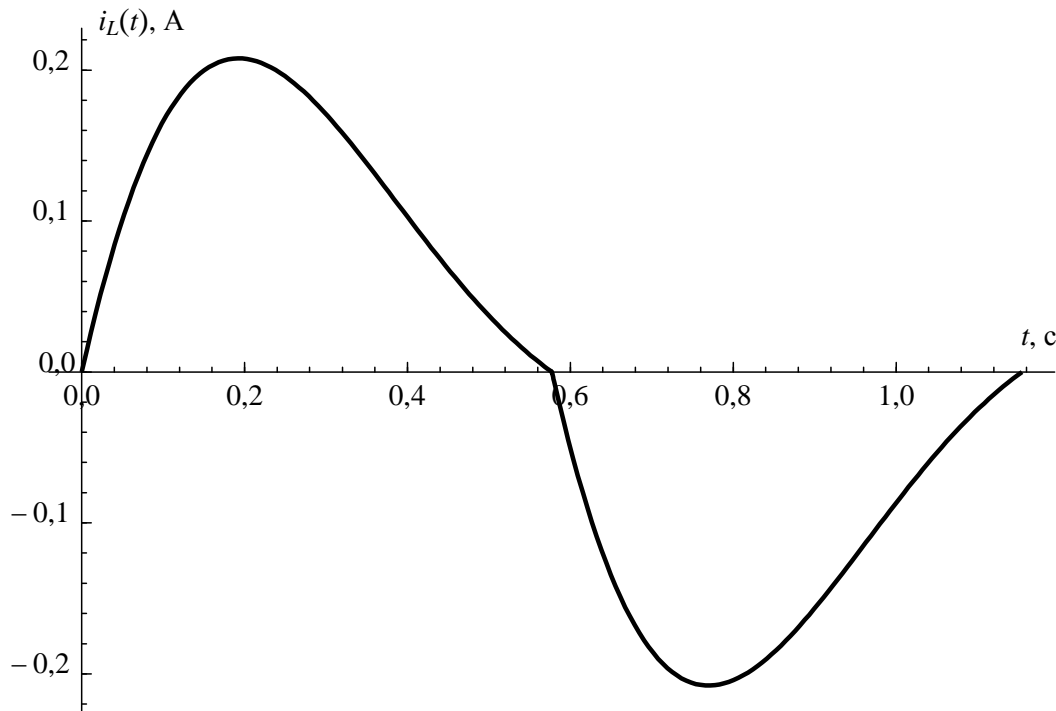


Рис. 2. График тока в резонансной нагрузке для значения добротности $Q = 1$

Выбор фазового сдвига первой гармоники тока в цепи объясняется тем, что возможность фильтрации позволяет устранить импульсные и шумовые помехи, имеющие место в реальном инверторе.

То есть, частотное управление инвертором, при котором имеет место «мягкая коммутация» сводится к поддержанию разности фаз первой гармоники тока и входного напряжения согласно зависимости (6).

В качестве нелинейного случая рассмотрим работу инвертора на нагрузку в виде источника напряжения E , когда нагрузка подключается через выпрямитель, что имеет место, например, в светодиодных источниках света, заряде аккумуляторов или газовом разряде на постоянном токе. Запишем систему дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} i_L(t) - \left(\frac{\partial u_C(t)}{\partial t}\right)C = 0 \\ A(t) = \left(\frac{\partial i_L(t)}{\partial t}\right)L + u_C(t) + i_L(t)R + E \operatorname{sgn}(i_L(t)) \end{cases} \quad (7)$$

Ограничимся случаем контура без потерь, когда $R = 0$, и рассмотрим случай коммутации при нулевом значении тока.

В этом случае решение системы уравнений (6) имеет вид:

$$\begin{cases} i_L(t) = \omega(A - u_{C0})\sin(\omega t)C \\ u_C(t) = A - (A - u_{C0})\cos(\omega t) \end{cases} \quad (8)$$

$$t_1 = \frac{\pi n}{\omega}, u_{C0} = (1 + (-1)^n)E.$$

где t_0 – момент времени, при котором ток через цепь равен нулю; u_{C0} – напряжение на емкости в момент времени t_0 ; n – целое число.

Исходя из (8), выражение для тока можно записать в виде

$$i_L(t) = C\sin(\omega t) \left(\pi A + 2E \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin(\omega t)}{\cos(\omega t) + 1} \right) - 2E \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin(\omega t)}{-1 + \cos(\omega t)} \right) \right) / \pi. \quad (9)$$

На рис. 5 показан график тока $i_L(t)$ (жирная линия) и напряжения на емкости $u_C(t)$ (тонкая линия) для $E = 1/2, n = 1$.

Таким образом, режим при котором имеет место «мягкая коммутация» в этом случае осуществляется при неизменной частоте входного напряжения.

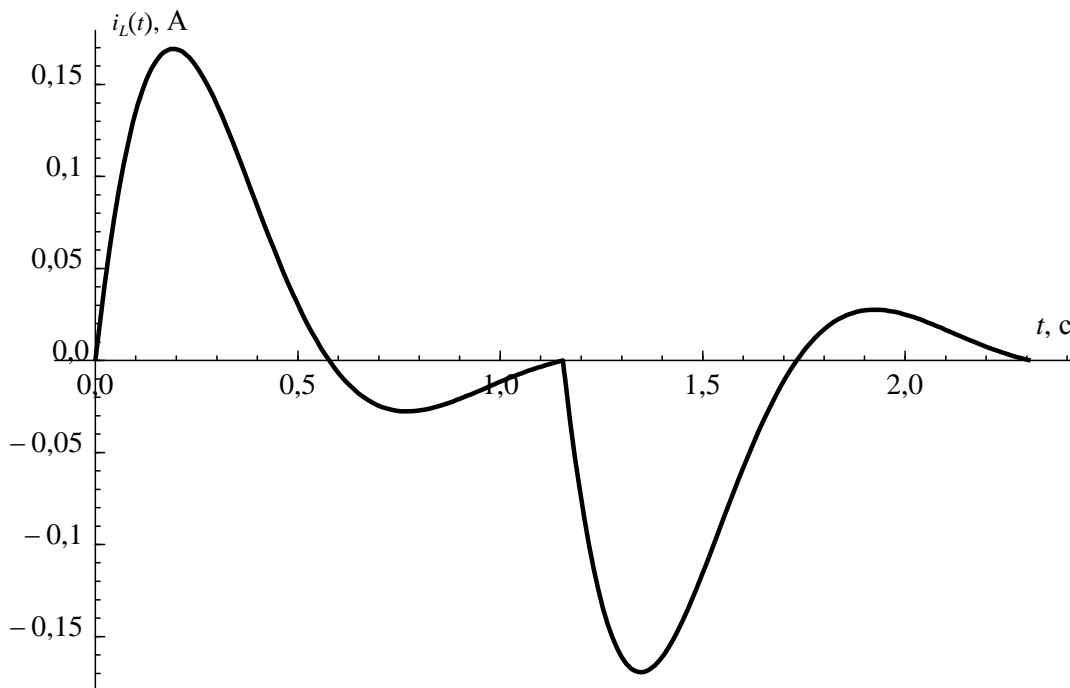


Рис. 3. График тока в резонансной нагрузке для значения добротности $Q = 1$

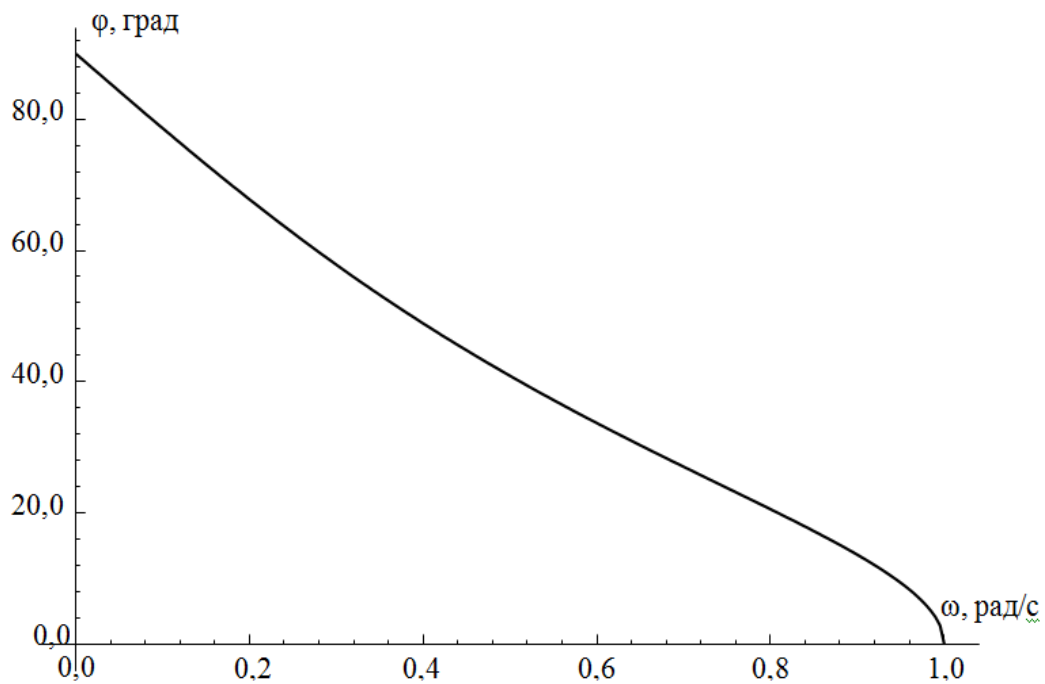


Рис. 4. График зависимости сдвига фаз от частоты

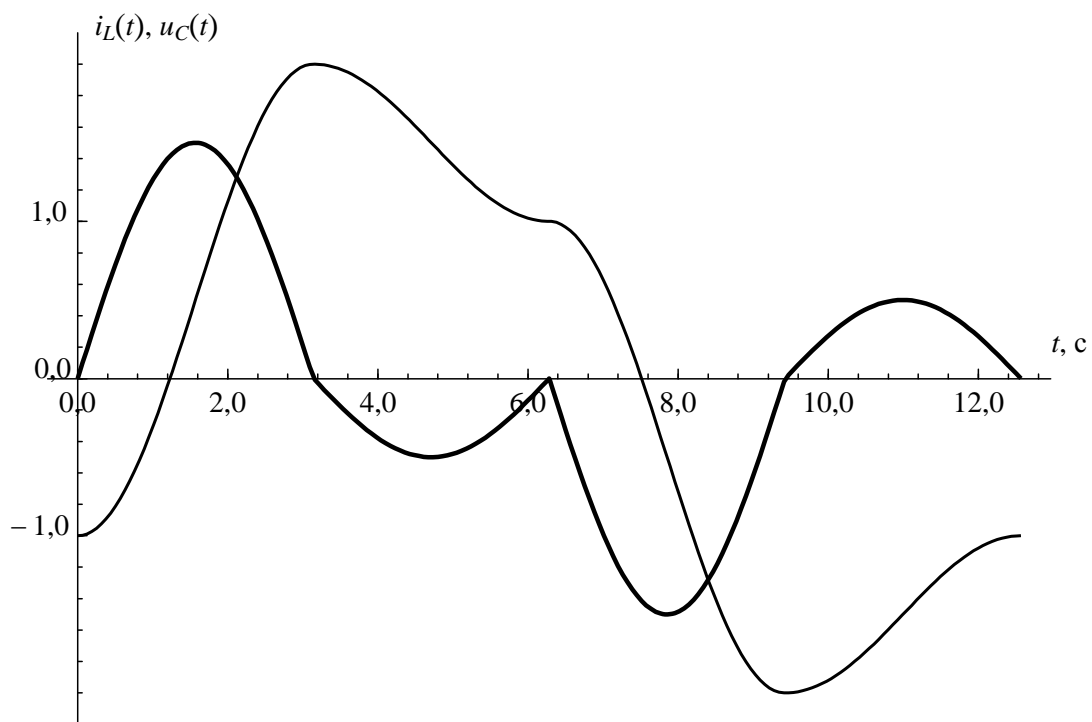


Рис. 5. Графики тока в индуктивности и напряжения на емкости

2. РЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

Применение резонансных цепей более высоких порядков дает возможность расширить диапазон изменения значений нагрузочного сопротивления при которых возможна «мягкая коммутация», а также получить дополнительные возможности, в частности, стабилизацию величины выходного тока или напряжения, постоянство частоты коммутации, снижение уровня гармонических составляющих в выходном токе и т. п.

Рассмотрим резонансную цепь третьего порядка в виде T-образной схемы фильтра нижних частот, нагруженного на сопротивление нагрузки R_3 , рис. 6.

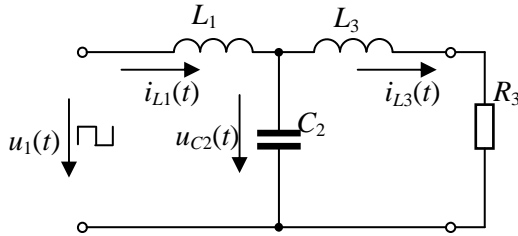


Рис. 6. Фильтр нижних частот

Аналогично (1) запишем систему дифференциальных уравнений.

$$\begin{cases} i_{L1}(t) - \left(\frac{\partial u_{C2}(t)}{\partial t}\right)C_2 - i_{L3}(t) = 0 \\ A = \left(\frac{\partial i_{L1}(t)}{\partial t}\right)L_1 + u_{C2}(t) \\ \left(\frac{\partial i_{L3}(t)}{\partial t}\right)L_3 + i_{L3}(t)R_3 - u_{C2}(t) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

Обозначив

$$\omega = \frac{\sqrt{L_1 + L_3}}{\sqrt{L_1} \sqrt{L_3} \sqrt{C_2}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad i_0 = \frac{A}{\omega L_1},$$

запишем установившееся решение (10) для входного тока при $R_3 = 0$.

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) = & -i_0 \left(-2\sin(\omega t)\omega_0^2 + 2\omega t\omega_0^2 - \omega T\omega_0^2 + \right. \\ & + T\omega^3 + T\omega^3 \cos(\omega T) - 2t\omega^3 - 2\omega^3 t\cos(\omega T) - \\ & - T\omega \cos(\omega T)\omega_0^2 + 2\omega t\omega_0^2 \cos(\omega T) - \\ & \left. - 2\sin(\omega t)\omega_0^2 \cos(\omega T) + 2\cos(\omega t)\omega_0^2 \sin(\omega T) \right) / \\ & \left(2\omega^2 (1 + \cos(\omega T)) \right), \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} i_{L3}(t) = & i_0 \left(-2\omega t\omega_0^2 + 2t\omega^3 - 2\sin(\omega t)\omega^2 - T\omega^3 + \right. \\ & \left. + \omega T\omega_0^2 + 2\omega^3 t\cos(\omega T) - T\omega^3 \cos(\omega T) + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \left. + T\omega \cos(\omega T)\omega_0^2 - 2\omega t\omega_0^2 \cos(\omega T) + \right. \\ & \left. + 2\sin(\omega t)\omega_0^2 \cos(\omega T) - 2\cos(\omega t)\omega_0^2 \sin(\omega T) + \right. \\ & \left. + 2\sin(\omega t)\omega_0^2 + 2\cos(\omega t)\omega_0^2 \sin(\omega T) - \right. \\ & \left. - 2\sin(\omega t)\omega^2 \cos(\omega T) \right) / \left(2\omega^2 (1 + \cos(\omega T)) \right), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{C2}(t) = & -A\omega_0^2 (\sin(\omega t)\sin(\omega T) + \\ & \cos(\omega t)\cos(\omega T) - 1 - \cos(\omega T) + \cos(\omega t)) : \\ & \left(\omega^2 (1 + \cos(\omega T)) \right). \end{aligned}$$

В момент коммутации получим $t = T/2$ выражение для входного тока имеет вид:

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) = & i_0 \left(2\sin(\omega t)\omega_0^2 - \omega t\omega_0^2 - t\omega \cos(\omega t)\omega_0^2 + \right. \\ & \left. + t\omega^3 + t\omega^3 \cos(\omega t) \right) / \left(2\omega^2 (1 + \cos(\omega t)) \right). \end{aligned} \quad (12)$$

В случае $L_3 = \infty$ имеем $\omega = \omega_0$ и (12) запишется в виде:

$$i_{L1}(t) = \frac{i_0 \sin(\omega_0 t)}{1 + \cos(\omega_0 t)}. \quad (13)$$

При $\omega_0 t = \pi$ выражение (13) теряет смысл, что соответствует резонансу в цепи второго порядка, при котором также имеет место переключение при нулевом входном токе («мягкая коммутация»), поэтому приравняв к нулю значение входного тока $i_{L1}(t)$, получим значение $\omega / \omega_0 = 1,3413$, откуда $L_3 / L_1 = 1,2516$. В [1, 2] показано, что в этом случае частота коммутации, при которой происходит «мягкая коммутация» остается неизменной, и действующее значение выходного тока также не изменяется при любом значении сопротивления нагрузки R_3 .

На рис. 7 показан график тока $i_L(t)$ для $R_3 = 0$, $i_0 = 1$.

Таким образом, управление инвертором в случае резонансной цепи третьего порядка сводится к поддержанию заданной частоты входного напряжения.

ВЫВОДЫ

Использование резонансных цепей высоких порядков, в частности, второго и третьего, дает возможность получить переключение силовых ключей в момент наименьшего значения тока или напряжения, так называемую «мягкую коммутацию» в случае линейной и нелинейной нагрузки в виде источника напряжения.

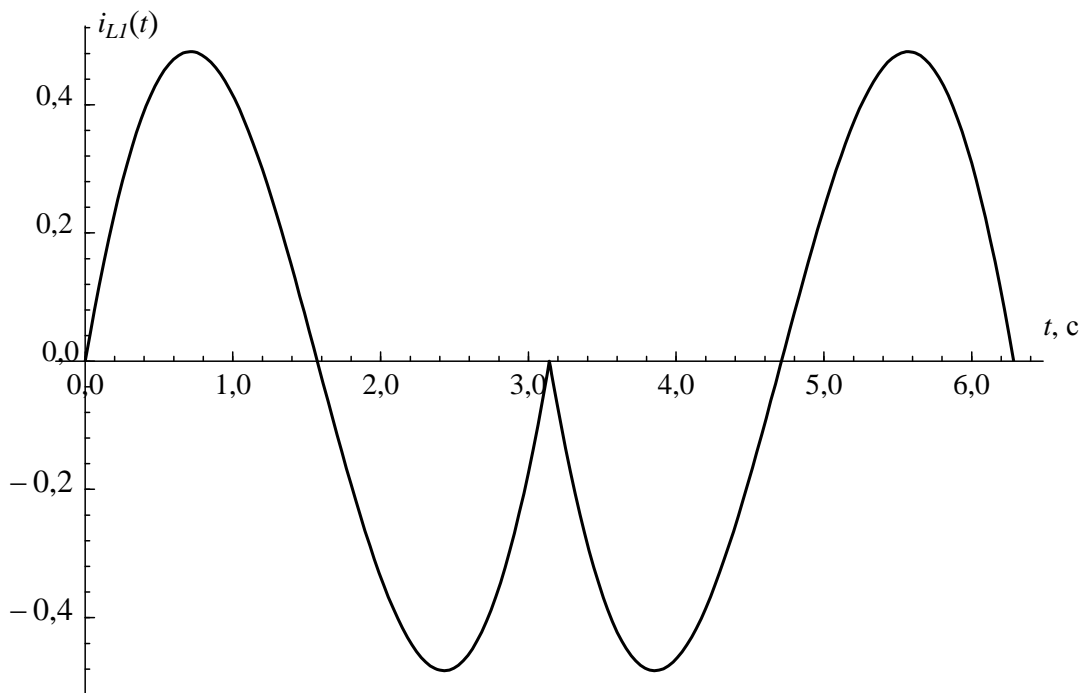


Рис. 7. График тока $i_L(t)$ для $R_3 = 0$, $i_0 = 1$

Для резонансной цепи второго порядка «мягкая коммутация» возможна только при добротности выше $1/2$, что сопровождается изменением частоты входного напряжения прямоугольной формы, а также изменением значения тока, протекающего через нагрузочное сопротивление. В то же время при нелинейной нагрузке в виде источника напряжения «мягкая коммутация» осуществляется при неизменной частоте входного напряжения.

Для резонансной цепи третьего порядка «мягкая коммутация» возможна при произвольном значении нагрузочного сопротивления с сохранением неизменной частоты входного напряжения и тока в нагрузочном сопротивлении.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Фролов Н. А., Ягудин А. Ф.** О параметрической стабилизации автономного резонансного инвертора с помощью нагрузочного контура третьего порядка // *Электричество*. 2009. № 7. С. 68–69.

2. **Ягудин А. Ф.** Особенности применения фильтров нижних частот третьего порядка для автономных инверторов напряжения // *Электричество*. 2010. № 6. С. 54–58.

ОБ АВТОРАХ

Исмагилов Флюр Рашитович, проф. каф. электромеханики. Дипл. инженер-электромех. (УАИ, 1973). Д-р техн. наук по элементам и устройствам управления (УГАТУ, 1998). Иссл. в обл. теор. электротехники, спец. электромеханич. преобразователей энергии.

Фролов Николай Александрович, соискатель той же каф. Дипл. инженер-электромех. (УАИ, 1975). Иссл. в обл. высокочастотн. преобразователей энергии.

Ягудин Анвар Фаридович, асп. той же каф. Дипл. физик (Башкирск. гос. ун-т, 1985). Иссл. в обл. высокочастотн. преобразователей энергии, теор. электротехники.