

ОСОБЕННОСТИ ФИЛЬТРАЦИИ ШИМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В МОСТОВОМ ИНВЕРТОРЕ

В. И. КОЛОСОВ, Е. В. ВАСЕЧКО

Научно-производственное предприятие «Импульс», г.Запорожье, Украина

АННОТАЦИЯ. При формировании выходного напряжения мостового инвертора использован специфический трапецеидальный закон с частичной модуляцией ШИМ последовательности на интервалах воспроизведения фронтов. По этой причине возникает целый ряд особенностей, влияющих на выделение огибающей в процессе фильтрации. Исследованы спектральная и временная модели пульсаций входного тока и выходного напряжения LC-фильтра. Обоснован критерий оптимизации фильтра, учитывающий наличие третьей гармоники и групповую структуру спектра ШИМ последовательности. Путем рациональной комбинации спектральной и временной моделей получены простые инженерные формулы для определения параметров фильтра и коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора. Установлено, что массогабаритный показатель фильтра при трапецеидальной модуляции снижен в 1.5 раза по сравнению с синусоидальной. Приведен пример расчета параметров фильтра.

Ключевые слова: качество электропитания; мостовой инвертор; квазисинусоидальное напряжение; широтно-импульсная модуляция; полумостовой преобразователь, LC-фильтр.

FEATURES OF PWM SEQUENCE FILTRATION WHEN FORMING QUASISINUSOIDAL VOLTAGE IN BRIDGE INVERTER

V. KOLOSOV, E. VASECHKO

Scientifically manufacturing enterprise "Impuls", Zaporozhye, Ukraine

ABSTRACT When forming the output voltage of the bridge inverter, a specific trapezoidal law was used with partial modulation of the PWM sequence at the fronts playback intervals. For this reason, there are a number of features that affect the selection of the envelope in the filtering process. The spectral and temporal models of the ripple of the input current and the output voltage of the LC filter are investigated. A filter optimization criterion is justified, taking into account the presence of the third harmonic and the group structure of the PWM spectrum spectrum. By a rational combination of spectral and temporal models, simple engineering formulas were obtained for determining the filter parameters and the harmonic coefficient of the output voltage of the inverter. It has been established that the mass and dimensional indicator of the filter with trapezoidal modulation is reduced by 1.5 times as compared with the sinusoidal one. An example of calculating the filter parameters is given.

Keywords: power quality; bridge inverter; quasi-sinusoidal voltage; pulse-width modulation; half-bridge converter, LC-filter

Введение

В последнее время наблюдается тенденция формирования квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах с использованием несинусоидальных форм напряжений, воспроизводимых полумостовыми преобразователями в их составе.

В работах [1,2] предложен способ формирования квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе (рис.1). В нём напряжение от каждого полумостового преобразователя А и В формируют путём преобразования постоянного напряжения питания в ШИМ последовательность, которую частично модулируют сигналами управления на интервале фронтов $\alpha-\pi/3$ по закону знакопеременной трапеции с синусоидальной функцией формы фронтов. Фазы сигналов управления полумостовыми преобразователями сдвинуты относительно друг друга на угол $\varphi=2\pi/3$ радиан. Из каждой ШИМ последовательности выделяют посредством фильтрации трапецеидальное напря-

жение огибающей, которое соответствует закону модуляции. Выходное (линейное) квазисинусоидальное напряжение мостового инвертора формируется в виде разности двух трапецеидальных напряжений от полумостовых преобразователей.

Способ обладает положительными свойствами: высоким коэффициентом использования напряжения питания; снижением мощности динамических потерь в элементах коммутации; минимальным уровнем высших гармоник в спектре выходного напряжения; простотой формирования закона модуляции, не требующего сложных и длительных вычислительных процедур.

В последующей работе [3] определена специальная функция формы фронтов трапецеидального напряжения, позволяющая достичь полного подавления высших гармоник и формирования теоретически идеальной синусоидальной формы в выходном напряжении инвертора.

В исследовании использовались гладкие формы трапецеидального напряжения в предположении идеальной фильтрации ШИМ последовательности на выходе полумостовых преобразователей.

Вместе с тем, выделение огибающей ШИМ последовательности с частичной модуляцией реальным LC фильтром имеет особенности, связанные с отличием данного спектра от спектра, полученного при непрерывной синусоидальной модуляции. Такое отличие оказывает влияние на требуемые параметры LC фильтра и требует исследования спектрального состава ШИМ последовательности для выбора критерия оптимизации параметров фильтра.

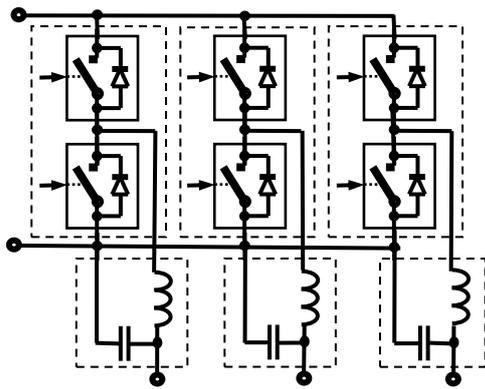


Рис. 1 - Мостовой инвертор: А,В,С - полумостовые преобразователи; F_A, F_B, F_C – фильтры

Цель работы

Анализ спектрального состава ШИМ последовательности с частичной модуляцией и оптимизация параметров LC фильтра для выделения огибающей с использованием спектральной и временной аналитических моделей пульсаций выходного напряжения фильтра.

Изложение основного материала

Форма и спектр компонента фильтрации.

Спектр ШИМ последовательности при принятой в работе [3] трапецеидальной модуляции имеет отличия, свойственные форме.

Аналитическое описание полуволнового отрезка модулирующей функции трапецеидальной формы имеет вид [3]:

$$y(x) = \begin{cases} 2 \sin\left(x + \frac{\pi}{6}\right) - 1, & \text{if } 0 < x < \pi/3 \\ 1, & \text{if } \pi/3 < x < (\pi - \pi/3) \\ 2 \sin\left[(\pi - x) + \frac{\pi}{6}\right] - 1, & \text{if } (\pi - \pi/3) < x < \pi \end{cases} \quad (1)$$

ШИМ последовательности формируют путем сравнения модулирующей функции (1) с несущим пилообразным сигналом частотой $\omega_s = p \cdot \omega_1$, где ω_1 – частота первой гармоники модулирующей функции, p – кратность частоты несущего сигнала и, соответственно, ШИМ последовательности.

Форма модулирующих функций (1) и сформированных ШИМ последовательностей на выходах полумостовых преобразователей А,В показана на рис.2. Здесь же приведена форма межфазного напряжения U_{ab} (рис.1) с пульсациями, образовавшимися в результате фильтрации ШИМ последовательностей.

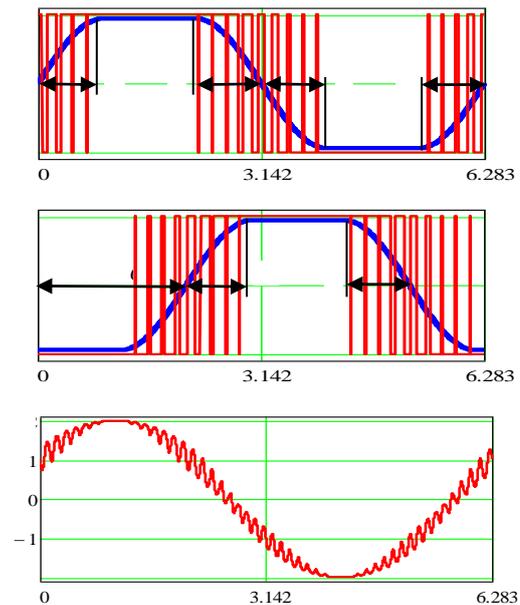


Рис. 2 - Формы напряжений: U_A, U_B – модулирующих функций фаз и ШИМ последовательности полумостовых преобразователей; U_{AB} – межфазного мостового инвертора

Спектральный состав двухполярной ШИМ последовательности определим по методике [4], в которой коэффициенты ряда Фурье находят с использованием значений углов α_j разнополярных переходов ШИМ последовательности по формуле:

$$B_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{j=1}^{4p/3} \left[(-1)^j \left(\sin \frac{n}{2} \alpha_j \right)^2 \right]. \quad (2)$$

Углы моментов разнополярных переходов α_j в ШИМ последовательности определены путём развертывающего дискретного изменения углового аргумента x функции (1) в пределах $0 \dots 2\pi$ с фиксацией значения угла по факту обнаружения перехода на двух смежных значениях.

На рис.3 представлен спектральный состав ШИМ последовательности одной фазы, полученный при $p=50$ по выражению (2).

Как видно на рис. 3, спектр содержит первую и третью гармоники с амплитудами, соответственно $1,155 \cdot E$ и $0,159 \cdot E$, а также группы высших гармоник (“кусты”), образованные боковыми гармониками несущей частоты ω_s и кратных ей частот.

Для выделения огибающей модулирующей функции (1) из ШИМ последовательности они передаются через фильтры F_A, F_B, F_C (рис.1), благодаря чему качественные показатели выходного напряжения инвертора доводятся до уровня, соответствующего требованиям нормативных документов [5].

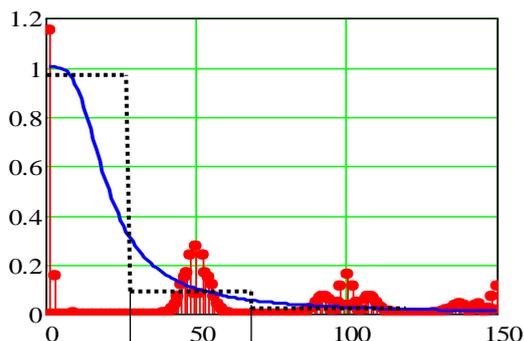


Рис. 3 - Спектральный состав ШИМ последовательности одной фазы и ступенчатая аппроксимация АЧХ фильтра

Качество фильтрации оценивается интегральным параметром – коэффициентом гармоник, который представляется отношением действующего значения высших гармонических составляющих $U_{2,rms}$ к действующему значению основной (первой) гармоники $U_{1,rms}$:

$$K_g = U_{2,rms} / U_{1,rms} \quad (3)$$

В выражении (3) действующие значения составляющих выходного напряжения фильтра можно получить двумя методами: по параметрам гармонического состава в спектральной области; по параметрам формы кривой во временной области.

Одновременное рациональное использование этих методов поможет лучше раскрыть и отразить особенности определения параметров LC фильтра.

Оптимизация параметров фильтра.

Фильтр должен удовлетворять требованиям: по коэффициенту гармоник, жёсткости характеристики фильтра под номинальной нагрузкой и соотношению между действующими значениями входного тока и тока нагрузки [6].

Задача оптимизации параметров фильтра является многокритериальной и компромиссной [7, 8]. В зависимости от условий (области) применения фильтра предлагаются различные критерии оптимизации, направленные на достижение: максимальных - коэффициента передачи первой гармоники [9], коэффициента мощности нагрузки [8]; минимальных - суммарной установленной мощности элементов [7, 8], массы фильтра [8].

Обратимся к известному выражению модуля коэффициента передачи идеального однозвенного LC-фильтра при активной нагрузке [8,9] и приведём его к следующему виду:

$$K(n) = 1 / \sqrt{\left(1 - \frac{n^2}{n_0^2}\right)^2 + \left(\frac{n^2}{n_0^2} \cdot \frac{\rho}{R_n}\right)^2} \quad (4)$$

где $n = \omega / \omega_1$ – кратность текущей частоты ω (номер гармоники);

$n_0 = \omega_0 / \omega_1$ – кратность собственной частоты LC-контура фильтра ω_0 ;

$\omega_0 = 1 / \sqrt{L \cdot C}$ – собственная частота LC-контура фильтра;

$\rho = \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление LC-контура;

R_n – активное сопротивление нагрузки фильтра.

Специфичность модулирующей функции трапецеидальной формы (1) и спектра ШИМ последовательности (рис.3), содержащего основные первую и третью гармоники, требует для достижения минимальных искажений формы кривой после фильтрации максимального сохранения амплитуд этих гармоник.

Поэтому в качестве рационального критерия оптимизации фильтра при номинальной нагрузке следует принять передачу первой гармоники через фильтр без искажений [10], то есть придать выражению (4) значение: $K(n=1)=1$. Такой подход, во-первых, позволит сохранить максимальным коэффициент использования питающего напряжения. Во-вторых – исключает трудоёмкий итерационный процесс выбора параметров [7,8] и упрощает расчет фильтра.

Из выражения (4) при условии $K(n=1)=1$ и $n_0 = \omega_0 / \omega_1 \gg 1$ получим:

$$\rho = \sqrt{2} \cdot R_n \quad (5)$$

В соответствии с выбранным критерием оптимизации в выражении (4) необходимо определить два параметра - n_0 и ρ , по которым с учетом (5), можно найти значения индуктивности дросселя L и емкости конденсатора C фильтра:

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{\sqrt{2} \cdot R_n}{n_0 \cdot \omega_1}; \quad C = \frac{1}{\rho \cdot \omega_0} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot R_n \cdot n_0 \cdot \omega_1} \quad (6)$$

а также произведение $L \cdot C$, определяющее массогабаритные показатели фильтра:

$$L \cdot C = 1 / (n_0^2 \cdot \omega_1^2) \quad (7)$$

Подставим (5) в выражение (4) и получим упрощенную формулу коэффициента передачи фильтра при номинальной нагрузке:

$$K(n) = \frac{1}{\sqrt{1 + (n/n_0)^4}} \quad (8)$$

Важным свойством принятого упрощения является независимость параметров ρ и n_0 друг от друга, поскольку первый из них связан только с сопротивлением нагрузки R_H (5), а второй - только с коэффициентом передачи $K(n)$ (8).

Из этого следует, что отношение L/C определяется R_H , а произведение $L \cdot C$ - коэффициентом гармоник K_z , поскольку в него входит коэффициент передачи $K(n)$.

На холостом ходу коэффициент передачи фильтра определяется из (4) при $R_H \rightarrow \infty$:

$$K_{xx}(n) = \frac{1}{1 - (n/n_0)^2}. \quad (9)$$

Жёсткость нагрузочной характеристики фильтра для основной гармоники ($n=1$) можно оценить в виде отношения выражений (8) к (9):

$$\xi = \frac{K(1)}{K_{xx}(1)} = \sqrt{1 - 2/n_0^2}. \quad (10)$$

Коэффициент гармоник - спектральная модель.

В общем виде коэффициент гармоник спектра ШИМ последовательности (рис.3), прошедшего фильтр с дискретным коэффициентом передачи $K(n)$, определяется через коэффициенты ряда (2) известным выражением:

$$K_{z,\phi} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} B_n^2 \cdot K^2(n)} / B_1 \cdot K(1). \quad (11)$$

Визуальный состав спектра (рис.3) и вывод в работе [11] показывают, что коэффициент гармоник напряжения после фильтра определяется преимущественно действующим значением первой группы высших гармоник в области несущей частоты $\omega_{S1} = p\omega_1$. Вкладом высших гармоник второй группы в области $\omega_{S2} = 2p\omega_1$ можно пренебречь, поскольку они подавляются фильтром, согласно выражений (8), (9), в 4 раза больше, чем первая группа. Поэтому в формуле (11) достаточно проводить суммирование группы гармоник от $(p-a)$ до $(p+a)$, где коридор $\pm a \leq (5-10) \ll p$. В столь узком диапазоне гармоник при $p > 50$ можно с достаточной степенью приближения считать, что коэффициент передачи фильтра (8) остаётся фиксированным для всей группы. При этом номер текущей гармоники в (8) принимается равным кратности несущей частоты группы, то есть $n=p$, и тогда $K(n) = K(p)$.

Описанное выше означает, что кривая АЧХ фильтра представлена в виде ступенчатой аппроксимации (рис.3), где на основной частоте и её третьей гармонике коэффициент передачи равен $K(1) = K(3) = 1$, а в полосе частот первой группы высших гармоник - $K(p)$.

Независимость $K(p)$ от текущего значения n позволяет вынести его за знак суммы и выражение (11) при $K(1)=1$ приобретает вид произведения двух независимых множителей:

$$K_{z,\phi} = K(p) \cdot \left(\sqrt{\sum_{n=p-a}^{p+a} B_n^2} / B_1 \right) = K(p) \cdot K_{z,\text{гп}}. \quad (12)$$

Один из множителей определяется свойствами фильтруемого компонента и характеризующим его параметром - коэффициентом гармоник группы $K_{z,\text{гп}}$, а другой - свойствами фильтрующего с параметром $K(p)$.

Применительно к выходному квазисинусоидальному напряжению инвертора [3], для разности ШИМ последовательностей между входами двух фильтров F_A, F_B (рис.1) коэффициент гармоник первой группы спектра определяется выражением:

$$K_{z,\text{гп}} = \sqrt{\sum_{n=p-a}^{p+a} \left(B_n \sin \frac{n\pi}{3} \right)^2}. \quad (13)$$

Поэтому коэффициент гармоник (12) для разности напряжений между выходами двух фильтров $U_A - U_B$ (рис.1) при номинальной нагрузке с подстановкой (13) и (8) при $K(p) \approx (n_0/p)^2$ принимает вид:

$$K_z = \sqrt{\sum_{n=p-a}^{p+a} \left(B_n \sin \frac{n\pi}{3} \right)^2} \left(\frac{n_0}{p} \right)^2 = K_{z,\text{гп}} (n_0/p)^2. \quad (14)$$

Коэффициент гармоник - временная модель.

В основу построения временной модели положен принцип "локального усреднения" [12,13,14], при котором временные функции тока дросселя и напряжения на конденсаторе в фильтре (рис.2) представляют в виде суммы независимых составляющих - основной гармоники и пульсаций на несущей частоте.

Текущая амплитуда пульсаций тока дросселя фильтра треугольной формы на k -ом периоде несущей частоты при двухполярной модуляции определяется известным выражением [12]:

$$\Delta I_k = \frac{E \cdot T_s}{L} D(1-D) = \Delta I_m D(1-D), \quad (15)$$

где D - коэффициент заполнения импульсов на одном периоде ШИМ последовательности;

$T_s = 2\pi/\omega_s$ - период несущей частоты.

Описание линейных функций угла x нарастающей и спадающей частей пульсаций тока дросселя на k -ом периоде имеет вид:

$$\Delta I_{k,n}(x) = \Delta I_m (x - \pi D)(1-D) / \pi; \quad (16)$$

$$\Delta I_{k,n}(x) = \Delta I_m [D^2 - D(x - \pi)] / \pi. \quad (17)$$

Ток пульсаций дросселя треугольной формы полностью протекает через конденсатор фильтра и вызывает параболические пульсации напряжения на конденсаторе. Путем интегрирования линейно нарастающей (16) и спадающей (17) частей пульсаций тока дросселя получим описание формы соответствующих парабол:

$$\Delta U_{k.u}(x) = \frac{\Delta I_m}{C} \left[\frac{1-D}{2\pi} x^2 - D(1-D)x \right], \quad (18)$$

$$\Delta U_{k.c}(x) = \frac{\Delta I_m}{C} \frac{D(x-2\pi D)(2\pi-x)}{2\pi}. \quad (19)$$

На рис. 4 приведены формы пульсаций тока дросселя по выражениям (16), (17) и параболических пульсаций напряжения по (18), (19) при разных значениях коэффициента заполнения D .

Квадрат действующего значения напряжения пульсаций параболической формы (18), (19) без постоянной составляющей на k -ом периоде несущей частоты имеет вид:

$$\Delta U_{ms,k}^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi D} (\Delta U_{k.u}(x) - U_0)^2 dx + \int_{2\pi D}^{2\pi} (\Delta U_{k.c}(x) - U_0)^2 dx \right],$$

где $U_0 = \Delta I_m \pi D (2D^2 - 3D + 1) / 3$ - постоянная составляющая пульсаций напряжения.

$$\Delta U_{rms,k}^2 = \left(\frac{\Delta I_m}{C} \right)^2 \cdot \frac{[\pi D(1-D)]^2 (2D - 2D^2 - 1)}{45}. \quad (20)$$

При двухполярной модуляции коэффициент заполнения D зависит от модулирующей функции $y(x)$ (1) для напряжения фазы U_A и сдвинутого на угол $\varphi = 2\pi/3$ напряжения фазы U_B следующим образом:

$$D_A = \frac{1+y(x)}{2} = \sin\left(x + \frac{\pi}{6}\right); \quad (21)$$

$$D_B = \frac{1+y(x-\varphi)}{2} = \sin\left(x - \varphi + \frac{\pi}{6}\right). \quad (22)$$

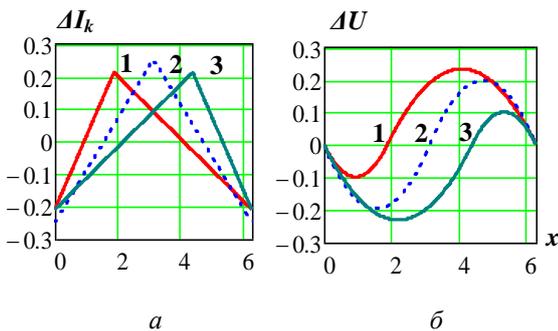


Рис. 4 - Форма пульсаций на периоде несущей частоты: а - тока дросселя; б- напряжения на конденсаторе; 1- $D=0,3$; 2- $D=0,5$; 3- $D=0,7$

В межфазном напряжении ($U_A - U_B$) пульсации каждого из фазных напряжений геометрически суммируются. Поэтому квадрат действующего значения пульсаций межфазного напряжения на периоде основной частоты определяется интегрированием выражения (20) с подстановкой (21) на интервале $x = 0 \dots \pi/3$ и интегрирова-

нием суммы (20) с подстановкой (21) и (20) с подстановкой (22) на интервале $x = (\pi-\pi/3) \dots \pi$:

$$\Delta U_{rms}^2 = \frac{1}{\pi} \left(2 \int_0^{\pi/3} \Delta U_{ms,k.A}^2 dx + \int_{\pi-\pi/3}^{\pi} (\Delta U_{ms,k.A}^2 + \Delta U_{ms,k.B}^2) dx \right)$$

В результате решения интеграла получим:

$$\Delta U_{rms}^2 = \left(\frac{\Delta I_m}{C} \right)^2 \cdot \frac{\pi^2}{45} \left(\frac{393\sqrt{3}}{80\pi} - \frac{8}{3} \right). \quad (23)$$

Перейдем от угловых координат к временным, пользуясь соответствием $\pi = T_s/2$, и после подстановки значения ΔI_m из (15) имеем действующее значение всей пульсации:

$$\Delta U_{rms} = \frac{ET_s^2}{LC} \sqrt{\frac{1}{180} \left(\frac{393\sqrt{3}}{80\pi} - \frac{8}{3} \right)}. \quad (24)$$

Коэффициент гармоник получим путем подстановки в формулу (3) выражения для пульсаций (24) и действующего значения основной (первой) гармоники межфазного напряжения $U_{1m} = 2E/\sqrt{2}$:

$$K_{z.ab} = \frac{T_s^2}{LC} \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1}{180} \left(\frac{393\sqrt{3}}{80\pi} - \frac{8}{3} \right)}. \quad (25)$$

Выразим коэффициент гармоник через параметры фильтра, для чего подставим значение:

$$\frac{T_s^2}{LC} = 4\pi^2 \left(\frac{n_0}{p} \right)^2$$

в выражение (25) и, упрощая, окончательно получим:

$$K_{z.ab} = 0,4251 \cdot (n_0/p)^2 \quad (26)$$

Для подтверждения правильности полученных выражений проведено сравнение значений K_z в режиме номинальной нагрузки фильтра при трёх видах моделей: традиционная спектральная (11), упрощенная спектральная (14) и временная (26) по аналитической функции пульсаций.

В таблице 1 приведены значения K_z (%) в диапазоне значений параметра фильтра n_0 при $p=50$, которые показывают совпадение результатов с отличием не более 3%.

Таблица 1

Вид модели \ n_0	8	12	16	20	24
Спектральная традиционная	1,122	2,520	4,464	6,921	9,831
Спектральная упрощенная	1,106	2,485	4,401	6,826	9,700
Временная по форме пульсаций	1,088	2,449	4,353	6,802	9,794

Таким образом, близость результатов таблицы позволяет считать эквивалентными выражения коэффициента гармоник для спектральной упрощенной (14) и временной (26) моделей.

Поскольку параметры фильтра L и C определяются в режиме холостого хода фильтра [8], то для определения значения K_2 в этом случае достаточно в формулу (26) ввести множитель в виде отношения выражений (9) к (8) при $n=p$, то есть $K_{xx}(p) / K(p)$ и тогда с учетом $(n_0/p) < 1/3$ получим приближенно:

$$K_{e.xx} = \frac{0,4251 \left(\frac{n_0}{p}\right)^2}{1 - (n_0/p)^2} \quad (27)$$

На рис.5 приведены зависимости коэффициента гармоник в режиме номинальной нагрузки и холостого хода фильтра от параметра $n_0 = \omega_0/\omega_1$ при $p=50$ по выражениям (26, 27) и для сравнения аналогичные зависимости при традиционной синусоидальной модуляции. Здесь же приведена кривая, отражающая поведение произведения $LC \cdot \omega_1^2$ по формуле (7).

Как видно из рис.5, при равных значениях коэффициента гармоник кривые 1, принадлежащие трапецеидальной форме по сравнению с кривыми 2 для синусоидальной формы, имеет большие в 1,22 раза значения параметра n_0 , что означает, согласно формуле (8) или кривой 3, снижение произведения LC в 1,5 раза.

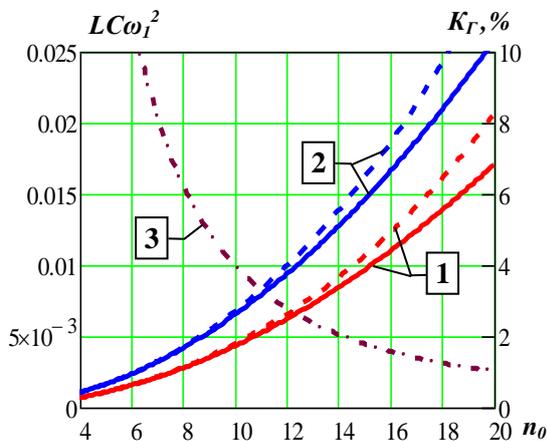


Рис. 5- Зависимости коэффициента гармоник от параметра n_0 при видах модуляции: 1-трапецеидальная; 2- синусоидальная. Линии: штриховые - холостой ход; сплошные - номинальная нагрузка; 3-показатель произведения LC

Аналитическая зависимость (27) позволяет получить простую инженерную формулу для нахождения значения параметра фильтра n_0 по заданному значению коэффициента гармоник:

$$n_0 = p \sqrt{\frac{K_2}{0,4251 + K_2}} \quad (28)$$

Влияние пульсаций входного тока фильтра.

Входной ток фильтра протекает через элементы коммутации полумостовых преобразователей и определяет в них статические потери мощности. Присутствие пульсаций тока на фоне гладкой составляющей (рис.2) увеличивает действующее значение тока и приводит к возрастанию потерь. Поэтому важно оценить вклад пульсаций в статические потери при выборе параметров фильтра.

Квадрат действующего значения тока пульсаций треугольной формы (15) на k -том периоде несущей частоты имеет вид:

$$\Delta I_{rms.k}^2 = \left[\frac{\Delta I_m D(1-D)}{\sqrt{3}} \right]^2 \quad (29)$$

Квадрат действующего значения тока пульсаций на периоде основной частоты определяется только на интервале их существования $x=0 \dots \pi/3$, поэтому, подставляя зависимость (21) в (29), интегрируем:

$$\Delta I_{ms}^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/3} \Delta I_{ms.k}^2(x) dx = \Delta I_m^2 \left(\frac{7}{36} - \frac{11\sqrt{3}}{32\pi} \right) \quad (30)$$

Приращение статических потерь мощности в элементах коммутации оценим в виде отношения квадратов действующих значений тока пульсаций с максимальной амплитудой и тока основной гармоники. Текущая амплитуда пульсаций в (15) принимает максимальное значение $\Delta I_{m,max} = \Delta I_m/4$ при $D=0,5$, поэтому, подставляя в (30) $\Delta I_m = 4\Delta I_{m,max}$, получим:

$$\delta I^2 = \frac{\Delta I_{ms}^2}{I_{n.rms}^2} = \frac{0,079 \cdot \Delta I_{m,max}^2}{I_{n.m}^2/2} = 0,158 \left(\frac{\Delta I_{m,max}}{I_{n.m}} \right)^2 \quad (31)$$

Выразим это отношение через параметры фильтра. Используя выражение ΔI_m из (15) с подстановкой L из (6), а также учитывая, что амплитуда основной гармоники трапецеидального напряжения составляет $U_{1m} = 2E/\sqrt{3}$ и $U_{1m}/I_{n.m} = R_H$, получим:

$$\frac{\Delta I_{m,max}}{I_{n.m}} = \frac{\sqrt{3}\pi \cdot n_0}{4\sqrt{2} \cdot p} \quad (32)$$

После подстановки последнего выражения в (31) получим зависимость приращения статических потерь мощности от параметра n_0 :

$$\delta I^2 = 0,146 \cdot \left(\frac{n_0}{p} \right)^2 \quad (33)$$

Приравняв в выражениях (26) и (33) отношение (n_0/p) , видим простую связь между приращением

потерь в элементах коммутации и коэффициентом гармоник выходного напряжения инвертора:

$$\delta I^2 = 0.343 K_{z.ab} \cdot \quad (34)$$

Для типовых значений $K_z = (5...8)\%$ приращение потерь оказывается не существенным $\delta I^2 = (1,7...2,7)\%$.

Пример расчёта параметров фильтра.

Исходные данные:

- кратность частоты ШИМ $p=20$ кГц/ц/0,4кГц=50;
- сопротивление нагрузки – $R_n=9,68$ Ом;

- допустимое значение коэффициента гармоник $K_{z.don}=5\%$.

Последовательно определяем (формула):

- волновое сопротивление (5) $\rho=13,7$ Ом;

- параметр $n_0=16$ - по кривой 1 рис. 5, (28) для $K_{z.don}=5\%$ в режиме холостого хода;

- собственная частота фильтра – $f_0=0,4$ кГц/ц/16=6,4кГц;

- индуктивность и ёмкость (6) – $L=0,34$ мГн, $C=1,82$ мкФ, произведение $LC=0,618$ мГн·мкФ;

- снижение выходного напряжения под нагрузкой (10) – $\xi=0,996$ (0,4%);

- приращение статических потерь мощности (33) – $\delta I^2=0,015$ (1,5%).

Выводы

1. Обоснован критерий оптимизации фильтра, учитывающий особенности спектрального состава ШИМ последовательности при трапецеидальной модуляции. Это позволило разделить определяющие параметры фильтра - произведение LC и отношение L/C и этим упростить расчет.

2. Определены выражения для коэффициента гармоник на выходе фильтра с использованием спектральной и временной моделей, а их рациональная комбинация позволила получить в явном виде простую аналитическую зависимость собственной частоты фильтра от требуемого значения коэффициента гармоник.

3. Установлено, что массогабаритный показатель фильтра в виде произведения LC при трапецеидальной модуляции снижен в 1,5 раза по сравнению с синусоидальной, а уровень жесткости передаточной характеристики не превышает 0,4%.

4. Получено простое выражение для оценки приращения статических потерь мощности в элементах коммутации в зависимости от коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора.

Список литературы

1. Пат. 120400. Україна, МПК H02M 7/53 (2006.01). Спосіб формування квазисинусоїдальної вихідної напруги у мостовому інверторі / В.І. Колосов. - Бюл. №.20. - 2017 р.
2. Колосов В.И., Васечко Е.В. Формирование квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах // Проблемы автоматизированного электропривода. Силовая

электроника и энергоэффективность.- Тематический выпуск. – Вестник НТУ «ХПИ». - Харьков, сентябрь 2017. - Вып. 27 (1249). - С.318-323.

3. Колосов В.И., Васечко Е.В. Повышение качества выходного квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.- Харків: НТУ «ХПІ», 2018.- № 26 (1302).- Т.1.- С.95-102.
4. Zunaib Ali, Nicholas Christofides, Muqadsa Tahir and others. Generalized method for harmonic elimination in two and three level voltage sourced converters // 2015 International Conference on Emerging Technologies (ICET).
5. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
6. Сафонов В.И. Выбор параметров LC-фильтра для ШИМ сигнала // Вестник ЮургУ. Серия: Энергетика.- 2012.- № 37.- С.107-110.
7. Мыцык, Г.С. Модификация упрощенной методики расчета Г-образного LC-фильтра / Г.С. Мыцык, Пью Мьинг Тхейн, Хлаинг Мин У. // Практическая силовая электроника». – 2012. – № 45. – С. 18–26.
8. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи – М.: Энергоатомиздат, 1986. –376 с.
9. Малышков Г.М. Расчет однозвенного фильтра инверторов // Электронная техника в автоматике - 1984.- Вып.15.- С.130-137.
10. Голубев В.В. Расчет и оптимизация выходного LC-фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения // Технічна електродинаміка.- 2012.- №1.- С.33-37.
11. Соловьев И.Н. Области применения фильтров низкой частоты в инверторах с широтно-импульсной модуляцией // Электронная техника в автоматике - 1984.- Вып.15.- С.137-140.
12. Барегамян Г., Маргарян В. Выбор параметров LC-фильтра инвертора с широтно-импульсной модуляцией и синусоидальным выходным напряжением // Силовая электроника. – 2011. – № 29. – С.50–56.
13. Pekik A. Dahono, A.P., Qamaruzzaman. An LC Filter Design Method for Single Phase PWM Inverter //1995 IEEE pp.571-576.
14. Hyosung Kim, Kyoung-Hwan Kim. Filter design for grid connected PV inverters // International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET 2008). - 2008.- pp.1201-1206.

References (transliterated)

1. Pat. 120400. Ukraine, MPK H02M 7/53 (2006.01). Sposib formuvannya kvazisynusoidalnoyi vихідnoyi napруги u mostovomu invertori / V.I. Kolosov. - Byul. №.20. - 2017.
2. Kolosov V.I., Vasechko E.V. Formirovanie kvazisynusoidalnogo napryazheniya v mostovykh invertorah // Problemy avtomatizirovannogo elektropryvoda. Silovaya elektronika i energoeffektivnost.- Tematicheskij vypusk. – Vestnik NTU «HPI». - Harkov, sentyabr 2017. - Vyp. 27 (1249). - S.318-323.
3. Kolosov V.I., Vasechko E.V. Povyshenie kachestva vyhodnogo kvazisynusoidalnogo napryazheniya v mostovom invertore // Visnik NTU «HPI». Seriya: Novi rishennya v suchasnykh tehnologiyah.- Harkiv: NTU «HPI», 2018.- № 26 (1302).- T.1.- S.95-102.
4. Zunaib Ali, Nicholas Christofides, Muqadsa Tahir and others. Generalized method for harmonic elimination in two

- and three level voltage sourced converters // 2015 International Conference on Emerging Technologies (ICET).
5. GOST 13109-97. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost tehnikeskikh sredstv. Normy kachestva elektricheskoy energii v sistemah elektroobrazovaniya obshchego naznacheniya.
 6. **Safonov V.I.** Vybory parametrov LC-filtra dlya ShIM signala // Vestnik YuurGU. Seriya: Energetika.- 2012.- № 37.- S.107-110.
 7. **Мусык, G.S.** Modifikatsiya uprosheynoy metodiki rascheta G-obraznogo LC-filtra / G.S. Мусык, Pyu Mint Thejn, Hlaing Min U. // Prakticheskaya silovaya elektronika. – 2012. – № 45. – S. 18–26.
 8. **Moim V.S.** Stabilizirovannye tranzistornye preobrazovateli – M.: Energoatomizdat, 1986. – 376 s.
 9. **Malyshev G.M.** Raschet odnozvennogo filtra invertorov // Elektronnaya tehnika v avtomatike - 1984.- Vyp.15.- S.130-137.
 10. **Golubev V.V.** Raschet i optimizatsiya vyhodnogo LC-filtra impulsnogo preobrazovatelya peremennogo napryazheniya // Tehnichna elektrodinamika.- 2012.- №1.- S.33-37.
 11. **Solovev I.N.** Oblasti primeneniya filtrov nizkoy chastoty v invertorah s shirotno-impulsnoy modulyaci-ey// Elektronnaya tehnika v avtomatike - 1984.- Vyp.15.- S.137-140.
 12. **Baregamyan G., Margaryan V.** Vybory parametrov LC-filtra invertora s shirotno-impulsnoy modulyaciey i sinusoidalnym vyhodnym napryazheniem // Silovaya elektronika. – 2011. – № 29. – S.50–56.
 13. **Pekik A., Dahono, A.P., Qamaruzzaman.** An LC Filter Design Method for Single Phase PWM Inverter //1995 IEEE pp.571-576.
 14. **Hyosung Kim, Kyoung-Hwan Kim.** Filter design for grid connected PV inverters // International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET 2008). - 2008.- pp.1201-1206.

Сведения об авторах (About authors)

Колосов Валерий Иванович – кандидат технических наук, научно-производственное предприятие «Импульс», технический директор, г.Запорожье, Украина; e-mail: kvi@pulse.zp.ua.

Valery Kolosov – Candidate of Technical Sciences, Scientifically manufacturing enterprise “Impuls”, Technical Director, Zaporozhye, Ukraine; e-mail: kvi@pulse.zp.ua.

Васечко Евгений Викторович – научно-производственное предприятие «Импульс», ведущий инженер, г.Запорожье, Украина; e-mail: john@pulse.zp.ua.

Evgen Vasechko – Scientifically manufacturing enterprise “Impuls”, Leading Engineer, Zaporozhye, Ukraine; e-mail: john@pulse.zp.ua

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Колосов, В. И. Особенности фильтрации ШИМ последовательности при формировании квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе / **В. И. Колосов, Е.В. Васечко** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Электрические машины и электромеханическое преобразование энергии.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2019. – № 20 (1345). – С. 20-27. – doi:10.20998/2409-9295.2019.20.03.

Please cite this article as:

Kolosov, V., Vasechko, E. Improving the quality of the output quasi-sinusoidal voltage in a bridge inverter. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: Electric machines and electromechanical energy conversion.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2019, **20** (1345), 20-27, doi:10.20998/2409-9295.2019.20.03.

Будь ласка, посилайте на цю статтю наступним чином:

Колосов, В. И. Особливості фільтрації ШІМ послідовності при формуванні квазісинусоїдальної напруги в мостовому інверторі / **В. І. Колосов, Є.В. Васечко** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2019. – № 20 (1345). – С. 20-27. – doi:10.20998/2409-9295.2019.20.03.

АННОТАЦИЯ При формуванні вихідної напруги мостового інвертора використовується специфічний трапецеїдальний закон з частковою модуляцією ШІМ послідовності на інтервалах відтворення фронтів. В наслідок чого виникає цілий ряд особливостей, які впливають на виділення огибаючої в процесі фільтрації. Досліджені спектральна і часова моделі пульсації вхідного струму і вихідної напруги LC-фільтра. Обґрунтовано критерій оптимізації фільтра, що враховує наявність третьої гармоніки і групову структуру спектра ШІМ послідовності. Шляхом раціональної комбінації спектральної і часової моделей отримані прості інженерні формули для визначення параметрів фільтра і коефіцієнта гармонік вихідної напруги інвертора. Встановлено, що масогабаритний показник фільтра при трапецеїдальній модуляції знижений в 1,5 рази в порівнянні з синусоїдальною. Наведено приклад розрахунку параметрів фільтра.

Ключові слова: якість електроживлення; мостовий інвертор; квазісинусоїдальна напруга; широтно-імпульсна модуляція; півмостовий перетворювач, LC-фільтр.

Надійшла (received) 20.06.2019