

Выбор параметров LC-фильтра инвертора

с широтно-импульсной модуляцией и синусоидальным выходным напряжением

Гурген Барегамян,
д. т. н., профессор

bgurgen@seua.am,
cyberdep@seua.am

Варздат Маргарян, к. т. н.

varazdat.margaryan@yahoo.com,
vmargaryan@seua.am

В инверторах с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) имеют место сложные процессы, не поддающиеся точному аналитическому описанию. Напряжения и токи ветвей схемы инвертора, кроме составляющих основной частоты, содержат пульсации сложной формы, усложняющие точный расчет. К примеру, на рис. 1 показаны осциллограммы тока дросселя и напряжения конденсатора фильтра при ШИМ, подтверждающие это.

За последнее время инверторы с ШИМ получили широкое практическое применение благодаря хорошим техническим, эксплуатационным и другим характеристикам. Накоплена достаточная база для их разработки и использования. Расчету процессов в таких инверторах посвящена обширная литература [4, 5, 8, 12]. Известны разнообразные методики и подходы к вычислениям, начиная от самых грубых и оценочных и кончая уточненными с интегральным учетом высших гармоник. На современном этапе разработки и исследования этих способов явно недостаточно — нужны более точные подходы и методы.

Расчету параметров LC-фильтра инвертора также посвящена обширная литература [2, 3, 8, 9, 11]. Известны методики вычисления параметров как для немодуляционного случая [8, 9, 11], так и для случая ШИМ [2, 3, 8]. Учет пульсаций при ШИМ ведется по-разному.

Так, в [1, 2] при расчете токов фильтра предлагается исходить из максимальной пульсации тока дросселя, а результирующие токи определяются прямым (максимальные значения) или геометрическим (эффективные значения) сложением основных и пульсационных составляющих. В [3] уточненный учет пульсаций проведен путем компьютерных расчетов на модели фильтра, а для выбора параметров L и C предлагается исходить из заданного коэффициента несинусоидальности выходного напряжения ξ и условия минимальности суммарной установленной мощности фильтра.

В работах [4, 5, 7, 10] для уточненного расчета процессов в инверторе с ШИМ, в том числе и в выходном фильтре, применен аппарат «локального усреднения». Этот подход получил свое развитие в [4–6] в части распространения на разные структуры и схемы инверторов и более детального и точного расчета величин. В данной работе приводится анализ процессов с использованием подхода «локального усреднения» и с дополнительным учетом некоторых реальных параметров элементов.

Принятые обозначения

При аналитическом анализе процессов используются величины:

U_n, I_n — эффективные значения напряжения и тока нагрузки;

$U_{d\text{мин}}, U_{d\text{ном}}, U_{d\text{макс}}$ — минимальное, номинальное и максимальное напряжения источника питания;

Z_n, φ — сопротивление и угол активно-индуктивной нагрузки;

$f = 1/T, f_n = 1/h$ — выходная и несущая частоты (T, h — их периоды);

$\bar{\omega} = \beta f_n$ — относительная выходная частота;

$\bar{x}_L = 2\pi f L / Z_n, \bar{y}_C = 2\pi f C Z_n$ — относительные сопротивление дросселя и проводимость конденсатора фильтра на основной частоте;

$\alpha, \beta, \chi = \alpha + \beta$ — углы между основными гармониками напряжений и токов фильтра (согласно векторной диаграмме рис. 2б);

n — коэффициент трансформации;

M — максимальная глубина модуляции ШИМ-импульсов;

$f(t), \hat{f}(t), \bar{f}(t)$ — функция, ее основная и пульсационная составляющие;

$F(t)$ — переключающая функция.

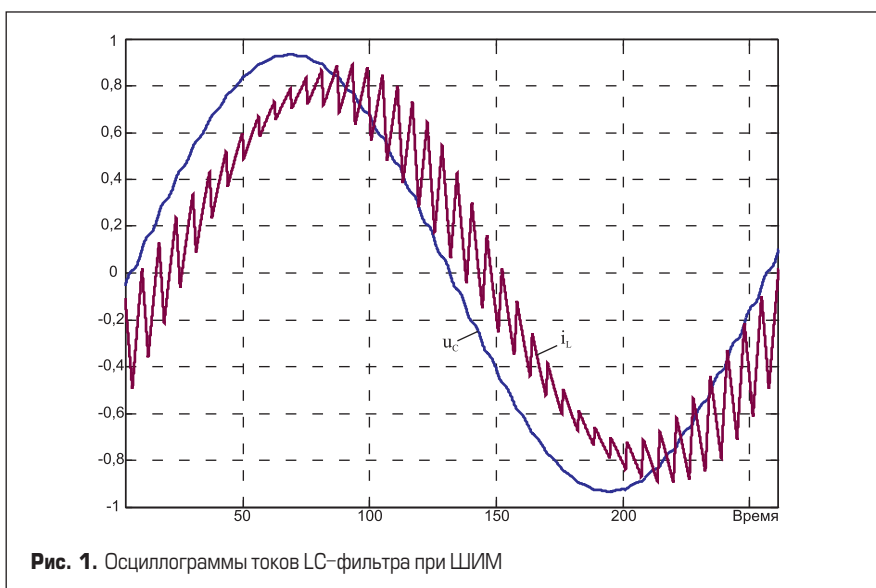


Рис. 1. Осциллограммы токов LC-фильтра при ШИМ

Относительные значения токов и напряжений обозначаются черточкой сверху, амплитудные — индексом «*m*», максимальные — индексом «*макс*», а пульсации — индексом «*П*». В качестве базовых величин для относительных напряжений и токов выбраны эффективные значения напряжения и тока нагрузки. При анализе частично учитываются прямые падения напряжений на вентилях схемы инвертора (транзистора — ΔU_{VT} , диода — ΔU_{VD}). Остальные элементы схем предполагаются идеальными.

Подход «локального усреднения»

Применяемый подход к анализу процессов в ШИМ-инверторах основан на двух широко распространенных методах расчета. Его можно трактовать как конкретизацию метода основной гармоники для данного типа преобразователей [7] и как некую «модернизацию» метода переключающих функций [11].

Временные функции в данном случае искажены пульсацией, но имеют либо явно выраженную синусоидальную основу выходной частоты (токи фильтра), либо почти синусоидальные (выходное напряжение). Анализ фильтра выполняется по следующей общей схеме: определяются напряжения и токи элементов основной частоты; интегрально рассчитываются пульсации токов, а по ним — пульсация и коэффициент несинусоидальности выходного напряжения; «наложением» отдельных составляющих определяются полные токи и напряжения компонентов, а по ним — токи дросселя, конденсатора и проч.

На рис. 2а приведена схема фильтра, возбуждаемого эквивалентным источником ШИМ-напряжения $v(t)$, причем в токах и напряжениях элементов доминируют гармоники основной (выходной) частоты. Это позволяет представить временные функции $f_i(t)$ в виде суммы основной и пульсационной составляющих:

$$f_i(t) = \hat{f}_i(t) + \tilde{f}_i(t). \tag{1}$$

Сущность подхода «локального усреднения» заключается в следующем. Если в пределах периода несущей частоты напряжение нагрузки считать постоянным, то можно определить параметры пульсации токов фильтра, имеющей треугольную форму. Эти параметры зависят от коэффициента заполнения ШИМ-импульсов и меняются от такта к такту. При сравнительно больших отношениях несущей и выходной частот, что обычно имеет место на практике, среднее значение ШИМ-импульса упрощенно представляется синусоидальной функцией выходной частоты и амплитудой, пропорциональной глубине модуляции M . Тем са-

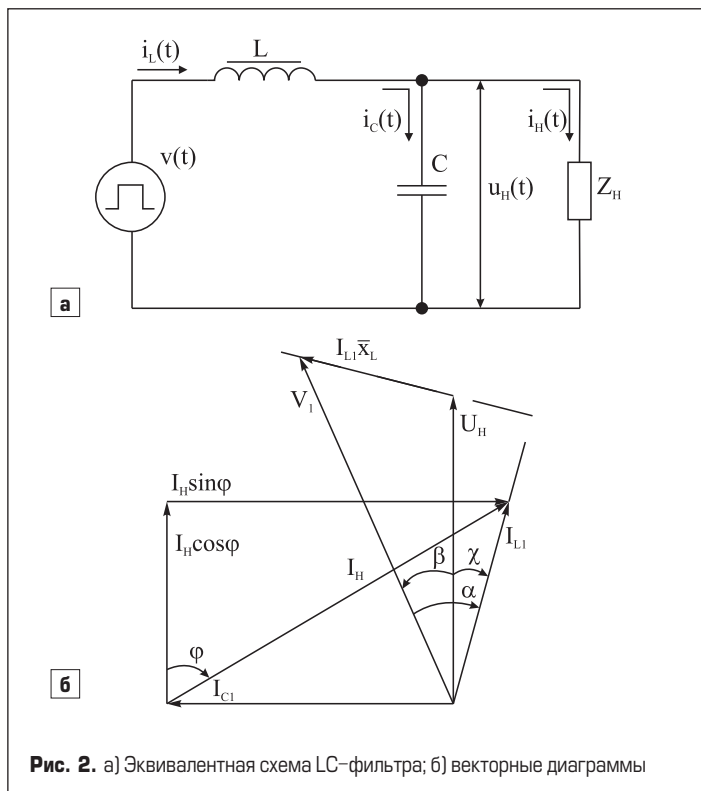


Рис. 2. а) Эквивалентная схема LC-фильтра; б) векторные диаграммы

мым пульсации тока дросселя (конденсатора) фильтра «приписывается» модуляционная огибающая, и удается записать конечное и достаточно точное выражение в виде функции от M . В итоге получаются замкнутые аналитические выражения для результирующих токов элементов фильтра. Далее расчет ведется оперированием ими.

Расчет основных гармоник

При расчете основных гармоник напряжение и ток нагрузки предполагаются синусоидальными. Из векторных диаграмм (рис. 2б) можно найти напряжения и токи элементов фильтра в относительных единицах:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{L1} &= \sqrt{1 - 2\bar{y}_C \sin\varphi + \bar{y}_C^2}, \\ \bar{I}_{C1} &= \bar{y}_C, \\ \bar{U}_{L1} &= \bar{x}_L \sqrt{1 - 2\bar{y}_C \sin\varphi + \bar{y}_C^2}, \\ \bar{U}_{C1} &= 1, \\ \bar{V}_1 &= \sqrt{[1 - \bar{x}_L(\bar{y}_C - \sin\varphi)]^2 + (\bar{x}_L \cos\varphi)^2}. \end{aligned} \tag{2}$$

Временные функции основных гармоник выражаются в виде:

$$\begin{aligned} \hat{u}_C &= \hat{u}_H = U_{Hm} \sin\vartheta, \\ \hat{i}_L &= I_{L1m} \sin(\vartheta + \chi), \\ \hat{v} &= V_{1m} \sin(\vartheta + \beta), \\ \hat{i}_C &= I_{C1m} \cos\vartheta, \\ \hat{u}_L &= U_{L1m} \cos(\vartheta + \beta), \end{aligned} \tag{3}$$

где V_{1m} — амплитуда основной гармоники ШИМ-импульсов на входе фильтра, а амплитуды U_{Hm} , U_{L1m} , I_{L1m} и I_{C1m} определяются умножением соответствующих эффективных значений на коэффициент $\sqrt{2}$.

Расчет пульсационных составляющих при ШИМ-2

При двухуровневой ШИМ (ШИМ-2) на входе фильтра формируется двуполярное импульсное напряжение $v(t)$, принимающее значения $\pm V_m$. Эти импульсы модулированы по ширине, так что напряжение $v(t)$ можно представить произведением V_m на некую переключающую функцию $F(t)$, т. е.:

$$v(t) = F(t) \times V_m. \tag{4}$$

Вид последней показан на рис. 3а. Она, в свою очередь, может представляться суммой основной и пульсационной составляющих:

$$F(t) = \hat{F}(t) + \tilde{F}(t). \tag{5}$$

Если в k -м такте U_H считать неизменным, то пульсация тока дросселя (рис. 4а) принимает треугольную форму с амплитудой

$$I_{LLm} = \frac{hV_m}{L} \gamma_k (1 - \gamma_k), \tag{6}$$

где $\gamma_k = \alpha_k/h$ — коэффициент заполнения импульса в k -м такте.

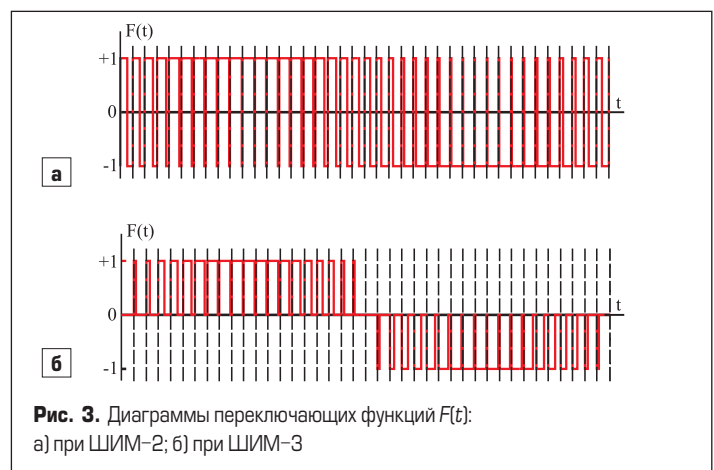


Рис. 3. Диаграммы переключающих функций $F(t)$: а) при ШИМ-2; б) при ШИМ-3

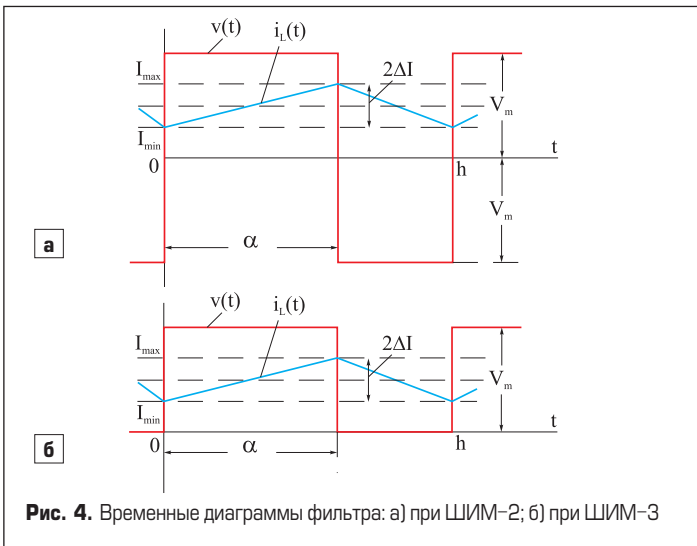


Рис. 4. Временные диаграммы фильтра: а) при ШИМ-2; б) при ШИМ-3

Наибольшее значение амплитуды достигается при $\gamma = 0,5$:

$$I_{L\Pi m} = hV_m/4L, \quad (7)$$

или же, в относительных единицах,

$$\bar{I}_{L\Pi m} = \frac{I_{L\Pi m}}{I_H} = \frac{\pi\bar{\Omega}}{\sqrt{2M\bar{x}_L}} \bar{V}_1. \quad (8)$$

«Текущая» амплитуда связана с максимальной зависимостью

$$I_{L\Pi mk} = I_{L\Pi m} 4\gamma_k(1-\gamma_k). \quad (9)$$

От такта к такту меняется γ_k , а вместе с ним и амплитуда $I_{L\Pi mk}$ и уровень выходного напряжения. Последний определяется как среднее значение ШИМ-импульса за такт, т. е.

$$U_{Hk} = V_m(2\gamma_k - 1). \quad (10)$$

В следящей системе с ШИМ от такта к такту U_{Hk} меняется по синусоиде, и в итоге формируется основная гармоника напряжения, равная $\hat{u}_H = U_{Hm} \sin \vartheta$. Основная гармоника входного напряжения фильтра, согласно рис. 2б, опережает его на угол β , т. е. $\hat{v} = \hat{F}V_m$.

Связь между V_m и V_{1m} выражается через максимальную глубину модуляции M :

$$V_{1m} = MV_m, \quad (11)$$

так что $\hat{F}(\vartheta)$ можно приближенно представить функцией

$$\hat{F}(\vartheta) = M \sin(\vartheta + \beta). \quad (12)$$

Последняя позволяет записать конечные выражения для многих временных переменных в функции от M . Заполнению γ можно также присвоить временную функцию:

$$\gamma(\vartheta) = [1 + M \sin(\vartheta + \beta)]/2. \quad (13)$$

Тогда с учетом (8), (9) и (13) для основной составляющей пульсации тока дросселя получим

$$\hat{I}_{L\Pi} = I_{L\Pi m}(1 - \hat{F}^2). \quad (14)$$

Для относительного эффективного значения этой пульсации легко получить

$$\bar{I}_{L\Pi} = \bar{I}_{L\Pi m} \sqrt{\frac{1}{9} + \frac{1}{8} \left(\frac{4}{3} - M^2 \right)^2}. \quad (15)$$

На практике M обычно берется в пределах 0,85–0,95 и $\bar{I}_{L\Pi} \approx \approx (0,3665 - 0,3972) \bar{I}_{L\Pi m}$.

Расчет результирующих величин при ШИМ-2

Для эффективного значения полного тока дросселя легко получить

$$\bar{I}_L = \sqrt{\bar{I}_{L1}^2 + \bar{I}_{L2}^2} = \sqrt{1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2 + \bar{I}_{L\Pi m}^2 \left[\frac{1}{9} + \frac{1}{8} \left(\frac{4}{3} - M^2 \right)^2 \right]}. \quad (16)$$

Пульсация тока дросселя полностью протекает через конденсатор, поэтому

$$\bar{I}_{C\Pi m} = \bar{I}_{L\Pi m} = \frac{I_{L\Pi m}}{I_H} = \frac{\pi\bar{\Omega}}{\sqrt{2M\bar{x}_L}} \bar{V}_1,$$

$$\bar{I}_{C\Pi} = \bar{I}_{L\Pi} = \bar{I}_{C\Pi m} \sqrt{\frac{1}{9} + \frac{1}{8} \left(\frac{4}{3} - M^2 \right)^2}. \quad (17)$$

Для эффективного значения полного тока конденсатора получается

$$\bar{I}_C = \sqrt{\bar{I}_{C1}^2 + \bar{I}_{C2}^2} = \sqrt{\bar{y}_C^2 + \bar{I}_{C\Pi m}^2 \left[\frac{1}{27} + \frac{1}{24} \left(\frac{4}{3} - M^2 \right)^2 \right]}. \quad (18)$$

Как следует из рис. 5, пульсация напряжения конденсатора изменяется параболически, причем амплитуды обеих парабол в k -м такте определяются следующим образом:

$$U_{C\Pi m 1k} = \frac{h^2 V_m}{4LC} \gamma_k^2 (1 - \gamma_k) = 8U_{C\Pi m} \gamma_k^2 (1 - \gamma_k),$$

$$U_{C\Pi m 2k} = \frac{h^2 V_m}{4LC} \gamma_k (1 - \gamma_k)^2 = 8U_{C\Pi m} \gamma_k (1 - \gamma_k)^2,$$

$$U_{C\Pi m} = \frac{h^2 V_m}{32LC}, \quad (19)$$

где $U_{C\Pi m}$ — максимальная амплитуда пульсации, имеющая место при $\gamma_k = 0,5$.

Если определять эффективное значение параболической функции (19) за k -й такт и геометрически вычитать из последнего псевдопостоянную составляющую (определяется интегрированием пульсации), то для эффективного значения всей пульсации получим:

$$U_{C\Pi \text{эфф}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{512}{15} U_{C\Pi m}^2 \gamma^2 (1 - \gamma)^2 (1 - 3\gamma + 3\gamma^3) d\theta - \frac{256}{9} U_{C\Pi m}^2 \gamma^2 (1 - \gamma)^2 (1 - 2\gamma)^2} = U_{C\Pi m} \sqrt{\frac{8}{15} - \frac{28}{45} M^2 + \frac{1}{3} M^4 - \frac{1}{18} M^6}.$$

В относительных единицах это и есть коэффициент несинусоидальности ξ :

$$\xi = \bar{U}_{C\Pi \text{эфф}} = \bar{U}_{C\Pi m} \sqrt{\frac{8}{15} - \frac{28}{45} M^2 + \frac{1}{3} M^4 - \frac{1}{18} M^6}. \quad (20)$$

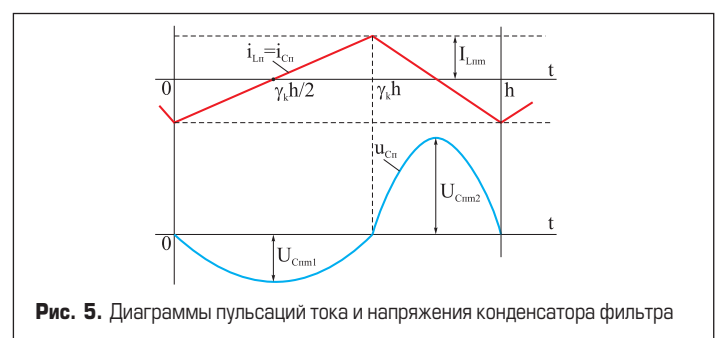


Рис. 5. Диаграммы пульсаций тока и напряжения конденсатора фильтра

Теоретически M изменяется в пределах $1 \geq M \geq 0$, и, как следует из (20), ξ меняется в диапазоне $\xi = (0,4346-0,7303)\bar{U}_{СПМ}$. Практически $M = 0,85-0,95$ и $\xi = (0,4499-0,4866)\bar{U}_{СПМ}$. Если рассчитать ξ по максимальной пульсации, как обычно поступают на практике, то мы получили бы $0,7071\bar{U}_{СПМ}$ т. е. ошибка составляла бы 31,2–36,4%, что существенно. Учитывая важность ξ для расчета параметров фильтра, формулу (20) можно считать хорошим подспорьем в пользу применяемого здесь подхода к анализу.

Коэффициент трансформации n и максимальная глубина модуляции M зависят от схемы коммутатора инвертора. В частности, для мостовой схемы коммутатора имеем:

$$n = \frac{(U_{d\min} - \Delta U_{VT} + \Delta U_{VD})(1 - 2\bar{t}_{k\max})}{\sqrt{2}U_H \sqrt{(1 - \bar{x}_L \bar{y}_C)^2 + 2\bar{x}_L(1 - \bar{x}_L \bar{y}_C)\sqrt{1 - (\cos \varphi)_{\max}^2} + \bar{x}_L^2}},$$

$$M = \frac{\sqrt{2}nU_H \bar{V}_1}{U_{dном} - \Delta U_{VT} + \Delta U_{VD}}, \quad (21)$$

где $\bar{t}_{k\max} = t_{k\max}/h$ — максимальное относительное время коммутации.

Расчет пульсационных составляющих при ШИМ-3

При трехуровневой ШИМ (ШИМ-3) на входе фильтра формируется напряжение с уровнями $\pm V_m, 0$. Выполнив аналогичные шаги для ввода формул (4)–(12), получим следующие выражения:

$$v(t) = F(t)V_m;$$

$$F(t) = \hat{F}(t) + \tilde{F}(t);$$

$$I_{LLmk} = \frac{hV_m}{2L}\gamma_k(1 - \gamma_k);$$

$$I_{LLm} = hV_m/8L;$$

$$\bar{I}_{LLm} = \frac{I_{LLm}}{I_H} = \frac{\pi\bar{\Omega}}{2\sqrt{2}M\bar{x}_L}\bar{V}_1;$$

$$V_{im} = MV_m;$$

$$\hat{F}(\vartheta) = M \sin(\vartheta + \beta). \quad (22)$$

В данном случае коэффициент γ есть модуль переключающей функции $F(\vartheta)$, т. е.

$$\gamma(\vartheta) = |\hat{F}(\vartheta)| = M|\sin(\vartheta + \beta)|. \quad (23)$$

Тогда с учетом (22) для основной составляющей пульсации тока дросселя имеем

$$\hat{i}_{L1} = I_{LLm}4|\hat{F}(\vartheta)|[1 - |\hat{F}(\vartheta)|]. \quad (24)$$

Для эффективного значения этой пульсации можно получить

$$\bar{I}_{LL} = \frac{1}{I_H} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{1}{3} \hat{i}_{L1}^2(\vartheta) d\vartheta} = \bar{I}_{LLm} \sqrt{\frac{8M^2}{3} \left(1 - \frac{16}{3\pi}M + \frac{3}{4}M^2\right)}. \quad (25)$$

Получается, что при тех же $M = 0,85-0,95$ имеем $\bar{I}_{LL} \approx (0,3928-0,4365)\bar{I}_{LLm}$, т. е. при одинаковых амплитудах пульсации тока ее эффективное значение при ШИМ-3 примерно на 3–5% больше, чем при ШИМ-2.

Расчет результирующих величин при ШИМ-3

Для эффективного значения полного тока дросселя получается

$$\bar{I}_L = \sqrt{\bar{I}_{L1}^2 + \bar{I}_{LL}^2} =$$

$$= \sqrt{1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2 + \frac{8\bar{I}_{LLm}^2}{3} \left(M^2 - \frac{16}{3\pi}M^3 + \frac{3}{4}M^4\right)}, \quad (26)$$

а для эффективного значения полного тока конденсатора фильтра можно записать

$$\bar{I}_{СПМ} = \bar{I}_{LПм}$$

$$\bar{I}_{СП} = \bar{I}_{LП}$$

$$\bar{I}_C = \sqrt{\bar{y}_C^2 + \bar{I}_{СП}^2}. \quad (27)$$

Пульсация напряжения конденсатора при ШИМ-3 также меняется параболически (рис. 5), причем амплитуды парабол здесь в два раза меньше, т. е.

$$U_{СПmk} = 8U_{СПм}\gamma_k^2(1 - \gamma_k),$$

$$U_{СП2k} = 8U_{СПм}\gamma_k(1 - \gamma_k)^2,$$

$$U_{СПм} = \frac{h^2V_m}{64LC}. \quad (28)$$

Выражение для ξ при ШИМ-3 можно получить аналогично вышеописанному, если при интегрировании положить $\gamma = |\hat{F}(\vartheta)| = M|\sin(\vartheta + \beta)|$. Тогда имеем

$$U_{СП\varphi\varphi} = U_{СПм} \sqrt{\frac{128}{45} \left(M^2 - \frac{15}{4}M^4 + \frac{64}{5\pi}M^5 - \frac{5}{4}M^6 \right)}.$$

В относительных единицах последнее и есть ξ :

$$\xi = \bar{U}_{СП\varphi\varphi} = \bar{U}_{СПм} \sqrt{\frac{128}{45} M^2 - \frac{32}{3}M^4 + \frac{8192}{225\pi}M^5 - \frac{32}{9}M^6}. \quad (29)$$

Как следует из (29), ξ в данном случае теоретически может изменяться в пределах $0 \leq \xi \leq 0,4599 \bar{U}_{СПм}$, а на практике ($M = 0,85-0,95$) имеем $\xi = (0,5992-0,6635)\bar{U}_{СПм}$. Если учесть, что $\bar{U}_{СПм}$ в два раза меньше, чем при ШИМ-2, то ξ здесь получается примерно в 1,8 раза меньше, чем при ШИМ-2. Иными словами, при ШИМ-3 требуется фильтр с меньшими параметрами, что и является явным преимуществом этого вида модуляции.

Коэффициент трансформации n и M здесь определяются иначе:

$$n = \frac{W_1}{W_2} \approx \frac{U_{d\min}(1 - 2\bar{t}_{k\max})}{\sqrt{2}U_H \sqrt{(1 - \bar{x}_L \bar{y}_C)^2 + 2\bar{x}_L(1 - \bar{x}_L \bar{y}_C)\sqrt{1 - (\cos \varphi)_{\max}^2} + \bar{x}_L^2}};$$

$$M \approx \frac{\sqrt{2}nU_H \bar{V}_1}{U_{dном}}.$$

Выражения (20) и (29) могут быть представлены как произведение числового коэффициента, величины $\bar{\Omega}^2$ и двух функционалов:

$$\xi = k\bar{\Omega}^2\Phi_1\Phi_2, \quad (30)$$

где $k = \pi^2/4\sqrt{2}$ при ШИМ-2 и $k = \pi^2/8\sqrt{2}$ при ШИМ-3.

Первый функционал в (30) зависит от параметров фильтра и нагрузки

$$\Phi_1 = \sqrt{\frac{(1 - \bar{x}_L \bar{y}_C)^2 + 2\bar{x}_L(1 - \bar{x}_L \bar{y}_C)\sin \varphi + \bar{x}_L^2}{\bar{x}_L^2 \bar{y}_C^2}}, \quad (31)$$

а второй — от вида и глубины модуляции

$$\Phi_2 = \begin{cases} \sqrt{\frac{8}{15M^2} - \frac{28}{45} + \frac{1}{3}M^2 - \frac{1}{18}M^4}, & \text{если ШИМ-2,} \\ \sqrt{\frac{128}{45} - \frac{32}{3}M^2 + \frac{8192}{225\pi}M^3 - \frac{32}{9}M^4}, & \text{если ШИМ-3.} \end{cases} \quad (32)$$

Такое расчленение формул позволяет выбор параметров фильтра сделать очевидным и легко понятным. Должны быть заранее известны параметры U_H, I_H (либо мощность $S_H = U_H I_H$), $f, U_{d\min}, U_{dном}, U_{d\max}$, пределы изменения коэффициента мощности нагрузки $((\cos \varphi)_{\min} \dots (\cos \varphi)_{\max})$ и допустимый коэффициент $\xi_{доп}$.

Расчет ведется в следующей последовательности:

- Исходя из применяемой в инверторе элементной базы, особенностей реализации системы управления, ожидаемых динамических показа-

телей, ограничения коммутационных потерь и др. выбирается вид модуляции (двухуровневая, трехуровневая) и величина несущей частоты f_n . Затем определяется $\bar{\Omega}$: $\bar{\Omega} = f/f_n$.

- Глубина модуляции M определяется следующим образом. Исходя из временных параметров используемых ключей коммутатора, конфигурации и конкретных параметров снабберных цепей, а также пределов изменения входных и выходных параметров оценивается максимальная длительность переключения ключей коммутатора $t_{кв}$, а

$$M \leq (1 - t_{кв} f_n) \times U_d / U_{d\text{мин}} \quad (33)$$

Следует учитывать, что в идеальном случае M изменяется в пределах $0,5 \leq M \leq 1$ (ШИМ-2) и $0 \leq M \leq 1$ (ШИМ-3), и желательно M выбирать максимально возможной.

- Для выбранного типа ШИМ из (32) определяется значение Φ_2 .
- Если определенные в предыдущих пунктах величины подставлять в (31), то получается неравенство

$$\Phi_1 = \xi / (k \bar{\Omega}^2 \Phi_2) \leq \xi_{\text{доп}} / (k \bar{\Omega}^2 \Phi_2) = A, \quad (34)$$

где A — постоянная.

Фактически неравенство (34) — единственное для выбора двух параметров фильтра. Причем это неравенство необходимо соблюдать при $(\cos \varphi)_{\text{мин}}$ (предполагается также, что $\bar{x}_L \bar{y}_C < 1$), т. е.

$$\sqrt{\frac{(1 - \bar{x}_L \bar{y}_C)^2 + 2 \bar{x}_L (1 - \bar{x}_L \bar{y}_C) (\sin \varphi)_{\text{макс}} + \bar{x}_L^2}{\bar{x}_L^2 \bar{y}_C^2}} \leq A. \quad (35)$$

Второе условие между параметрами фильтра, в зависимости от конкретной задачи, может быть задано различными способами. Рассмотрим некоторые характерные случаи.

1. В структуре инвертора с выходным низкочастотным трансформатором последний обычно характеризуется значительными индуктивностями рассеивания обмоток, относительное эквивалентное значение которых может составлять

$$\bar{x}_{LS} = 2\pi f L_s / Z_n = 0,03 - 0,05. \quad (36)$$

Особым проектированием трансформатора эту величину без серьезных затруднений можно доводить до 0,1–0,15. Следовательно, можно обойтись без дросселя фильтра, поскольку его роль выполняют индуктивности рассеивания обмоток. Фактически при этом в инверторе отсутствует индуктивный элемент, что существенно упрощает конструкцию. Имея значение $\bar{x}_L = \bar{x}_{LS}$, из (35) сразу определяется \bar{y}_C , а затем и необходимая емкость:

$$C = \bar{y}_C / 2\pi f Z_n. \quad (37)$$

Во всяком случае, когда в фильтре используется дроссель, его индуктивность определяется разницей $L_d = L - L_s$.

2. В качестве второго условия для выбора параметров фильтра можно исходить из обеспечения минимального входного реактанса фильтра, что значительно улучшает энергетические показатели устройства, так как при этом в компонентах фильтра циркулирует минимальная реактивная мощность. Вопрос в том, что при соотношениях

$$\bar{x}_L = \frac{\bar{y}_C - \sin \varphi}{1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2}, \quad \bar{y}_C > \sin \varphi \quad (38)$$

входное сопротивление фильтра чисто активное и, следовательно, реактивная мощность не потребляется [3–6]. Если при этом коэффициент мощности нагрузки неизменен (например, когда $\cos \varphi = 1$), то условия (38) могут быть использованы непосредственно. Если же он изменяется, то в (38) можно подставлять характерное значение $\sin \varphi$. В любом случае, выражение (38) определяет дополнительную связь между параметрами, и совместным решением (35) и (38) можно определять искомые величины \bar{x}_L и \bar{y}_C . Следует отметить, что при использовании выражения (38) \bar{x}_L получается большим, но улучшаются энергетические показатели устройства.

3. В качестве искомого второго условия выбора параметров фильтра может задаваться суммарная установленная мощность элементов фильтра, относительное значение которой определяется следующим образом [3–6]:

$$\bar{Q}_\varphi = (Q_L + Q_C) / S_n = \bar{y}_C + \bar{x}_L (1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2).$$

Если $\cos \varphi$ изменяется, то максимальная мощность фильтра достигается при $(\cos \varphi)_{\text{макс}}$, так что

$$\bar{Q}_{\varphi\text{макс}} = \bar{y}_C + \bar{x}_L (1 - 2\bar{y}_C (\sin \varphi)_{\text{мин}} + \bar{y}_C^2). \quad (39)$$

Если же, исходя из конструктивных требований, предъявляемых к инвертору, потерь мощности в элементах фильтра или иных требований, ограничивать величину $\bar{Q}_{\varphi\text{макс}}$, то выражение (39) дает дополнительную связь между параметрами \bar{x}_L и \bar{y}_C и совместным решением (34) и (39) определяются искомые параметры фильтра.

4. Иногда определяющим может быть максимальный ток дросселя, который одновременно является током силовых ключей. При ШИМ этот ток, кроме основной составляющей выходной частоты, содержит также пилообразную высокочастотную составляющую (несущей частоты). Ток дросселя косвенно можно характеризовать коэффициентом амплитуды δ_i следующим образом [3]:

– ШИМ-2 (40),

– ШИМ-3 (41),

где τ, χ — углы; k — коэффициент.

$$\delta_i = \frac{I_{L1\text{макс}}}{I_{L\text{макс}}} \approx \frac{1}{1 + \frac{\pi \bar{\Omega} \bar{V}_1}{2M \bar{x}_L \sqrt{1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2}}} \times \left[1 - M^2 \cos^2 \left(\frac{k \sin 2\tau}{2k \cos 2\tau - 1} - \tau \right) \right] \geq \delta_{\text{идон}}, \quad (40)$$

$$\tau = \arctg \left[\frac{(\bar{y}_C - \sin \varphi) - \bar{x}_L (1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2)}{\cos \varphi} \right], k = \frac{\pi \bar{\Omega} \bar{M} \bar{V}_1}{2 \bar{x}_L \sqrt{1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2}};$$

$$\delta_i = \frac{I_{L1\text{макс}}}{I_{L\text{макс}}} \approx \frac{1}{1 + \frac{\pi \bar{\Omega} \bar{V}_1}{\bar{x}_L \sqrt{1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2}}} \times \cos(\chi - \tau) [1 - M \cos(\chi - \tau)] \geq \delta_{\text{идон}}, \quad (41)$$

$$\chi = \tau \frac{\pi \bar{\Omega} \bar{V}_1 M (2M - 1)}{\pi \bar{\Omega} \bar{V}_1 M (2M - 1) - \bar{x}_L \sqrt{1 - 2\bar{y}_C \sin \varphi + \bar{y}_C^2}}.$$

Приведенными соотношениями (40) и (41) задается связь между параметрами фильтра, и их решением совместно с (35) можно определить последние.

Результаты моделирования

С целью уточненного расчета параметров фильтра исследуемый инвертор моделировался системой MATLAB (подсистемой Simulink). Исследования проводились для широких пределов изменения коэффициента мощности нагрузки и параметров \bar{x}_L и \bar{y}_C фильтра ($\bar{x}_L = 0,05-0,25$, $\bar{y}_C = 0,1-0,5$), а также при $\bar{\Omega} = 0,025$ и $\bar{\Omega} = 0,0125$. Результаты исследований при $M = 0,9$ приведены на рис. 6 и 7, где сплошные кривые соответствуют случаю ШИМ-2, пунктирные — ШИМ-3. Имея пределы изменения $\cos\phi$, желательное значение ξ и выбрав \bar{x}_L , по допустимой пульсации тока можно вычислять значение \bar{y}_C для каждого вида модуляции. Если значение M отличается от 0,9, то кривые можно аппроксимировать в соответствующем направлении.

В качестве примера рассчитаем параметры выходного LC-фильтра инвертора с однократным преобразованием энергии при входном напряжении 60 В (54–75 В), выходном напряжении 220 В, токе нагрузки 4 А, выходной частоте 50 Гц, коэффициенте мощности нагрузки $\cos\phi = 0,8-1,0$ и коэффициенте несинусоидальности выходного напряжения $\xi \leq 0,03$ (3%). Предположим также, что несущая частота выбрана равной 2 кГц, макси-

мальная длительность коммутации 20 мкс, а тип модуляции — ШИМ-2. Расчет ведется в следующей последовательности.

1.

$$\bar{\Omega} = f / f_n = 0,025;$$

2.

$$M \leq (1 - t_{\text{кмакс}} \cdot f_n) \times \frac{U_d}{U_{d \text{ min}}} = (1 - 20 \times 10^{-6} \times 2000) \times \frac{60}{54} = 1,07. \text{ Возьмем } M = 0,95.$$

3.

$$\Phi_2 = \sqrt{\frac{8}{15 \times 0,95^2} - \frac{28}{45} + \frac{1}{3} \times 0,9025 - \frac{1}{18} \times 0,8145} \approx 0,4741.$$

4.

$$k = \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} \approx 1,7447, \quad A = \frac{\xi_{\text{дон}}}{k\bar{\Omega}^2\Phi_2} = \frac{0,03}{1,7447 \times 0,025^2 \times 0,4741} \approx 58,03.$$

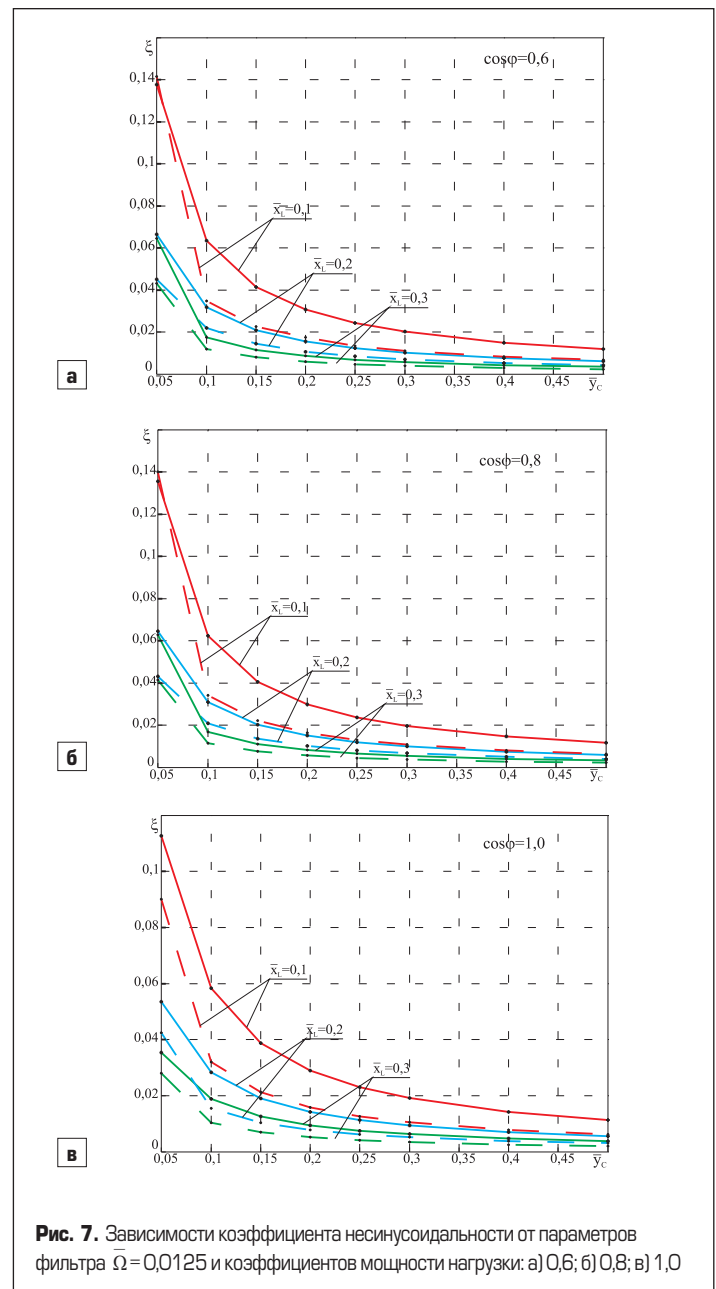
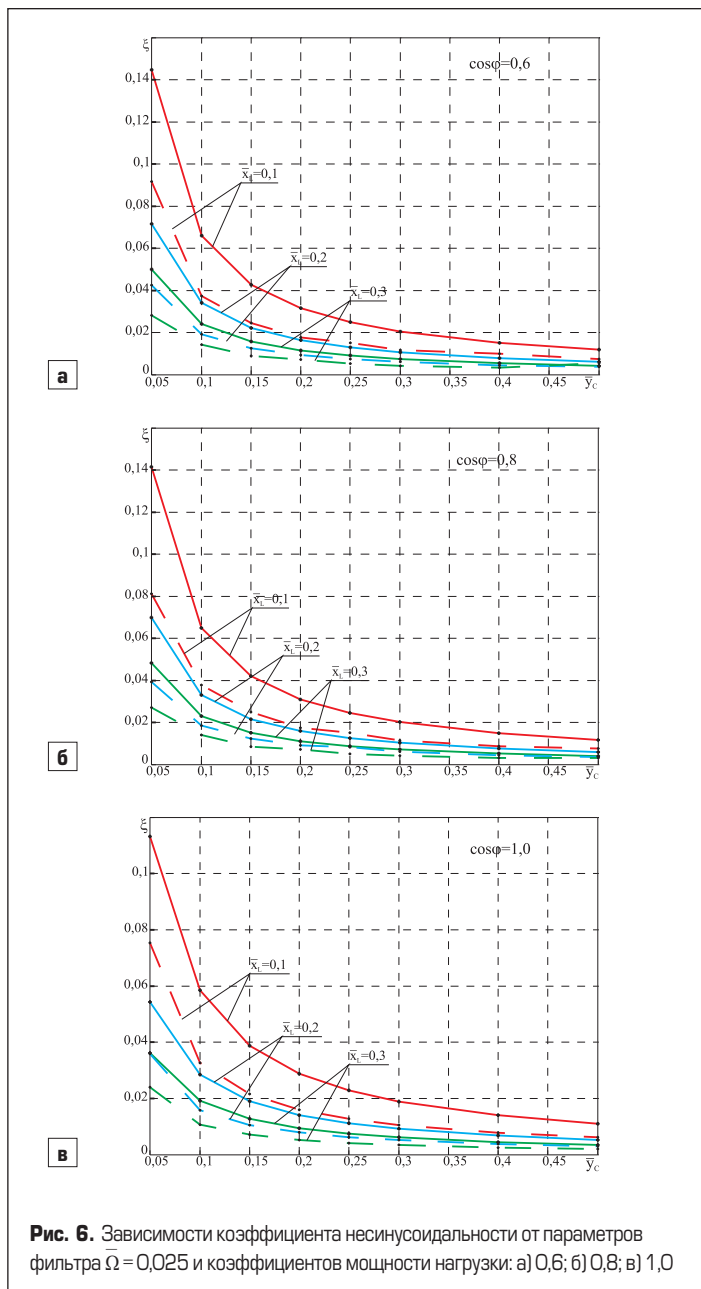


Рис. 6. Зависимости коэффициента несинусоидальности от параметров фильтра $\bar{\Omega} = 0,025$ и коэффициентов мощности нагрузки: а) 0,6; б) 0,8; в) 1,0

Рис. 7. Зависимости коэффициента несинусоидальности от параметров фильтра $\bar{\Omega} = 0,0125$ и коэффициентов мощности нагрузки: а) 0,6; б) 0,8; в) 1,0

5. Учитывая, что инвертор содержит низкочастотный трансформатор, для второго условия между параметрами фильтра исходим из случая 1. Тогда, к примеру, при $\bar{x}_L = 0,1$ из неравенства (35) сразу получается параметр \bar{y}_C :

$$\sqrt{\frac{(1 - 0,1\bar{y}_C)^2 + 0,2 \times 0,6(1 - 0,1\bar{y}_C) + 0,01}{0,01\bar{y}_C^2}} \leq 58,03; \quad \bar{y}_C \geq 0,18.$$

Из соответствующих графиков находим диапазон изменения \bar{y}_C , соответствующий заданным пределам изменения коэффициента мощности нагрузки: $\bar{y}_C \approx 0,18 - 0,21$. Следовательно, выбираем \bar{y}_C для худшего случая — $\bar{y}_C = 0,21$.

6. По найденным значениям \bar{x}_L и \bar{y}_C определим требуемые значения параметров фильтра:

$$L = \frac{\bar{x}_L Z_H}{2\pi f} = \frac{0,1 \times 55}{2 \times \pi \times 50} \approx 17,5 \text{ мГн};$$

$$C = \frac{\bar{y}_C}{2\pi f Z_H} = \frac{0,21}{2 \times \pi \times 50 \times 55} \approx 12,2 \text{ мкФ}.$$

Следует учесть, что расчетные результаты здесь получены для инвертора с идеальными параметрами. На реальной модели стабилизированного инвертора при номинальном питающем напряжении и в указанных пределах изменения $\cos\varphi$ рассчитанный фильтр обеспечивает коэффициент несинусоидальности $\xi = 3,84 - 4,78\%$. Для обеспечения заданного ξ параметры фильтра следует примерно в 1,6 раза увеличивать, например взять $\bar{x}_L = 0,1$ и $\bar{y}_C = 0,33$.

Выводы

1. Рассмотрение параметров выходного сглаживающего LC-фильтра в совокупности с другими основными характеристиками инвертора и с учетом специфических особенностей ШИМ позволяет оптимизировать выбор фильтра.
2. Применение аппарата «локального усреднения» в сочетании с методами основной гармоники и переключающих функций позволяет исчерпывающе анализировать процессы в выходном фильтре ШИМ-инверторов, получать компактные и в то же время достаточно точные аналитические выражения для расчета и выбора параметров.
3. Расчет параметров можно непосредственно выполнять посредством приведенных здесь аналитических соотношений, точность которых у большинства величин не ниже 1%, а в ряде случаев — не ниже 2–3%. В более ответственных случаях можно воспользоваться приведенными результатами.

4. При прочих равных условиях коэффициент несинусоидальности выходного напряжения инвертора в приемлемом на практике диапазоне глубины модуляции ($M = 0,85 - 0,95$) при ШИМ-2 примерно в 1,8 раза больше, чем при ШИМ-3.

Литература

1. Барегамян Г. В. Исследование транзисторного преобразователя с синусоидальным выходным напряжением // Тезисы доклада на Всесоюзной научно-технич. конф. «Применение в технологических процессах машиностроительного производства полупроводн. преобразоват. частоты». Уфа. 1980.
2. Барегамян Г. В. Выбор параметров LC-фильтра транзисторного инвертора с ШИМ и синусоидальным выходным напряжением // Тезисы доклада на Межведомственном научно-технич. совещании «Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей». Таллин. 1982.
3. Барегамян Г. В., Маргарян В. В., Симонян Г. Р. Расчет выходного LC-фильтра инвертора с ШИМ // Деп. в АрмНИИТИ 08.06.98. № 85-Ар98. Ереван. 1998.
4. Барегамян Г. В. Автоматизация расчета инвертора с трехуровневой ШИМ // Моделирование, оптимизация, управление: Сборник научных трудов / ГИУА. Ереван. 2001. Вып. 4.
5. Барегамян Г. В. Автоматизация расчета инверторов с синусоидальным выходным напряжением и двухуровневой широтно-импульсной модуляцией // Изв. НАН РА и ГИУА. Серия ТН. 2001. Т. 55. № 3.
6. Барегамян Г. В. Основы синтеза стабилизированных транзисторных преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: Дис. на соискание д-ра техн. наук. Ереван, 2006.
7. Ковалев Ф. И., Мустафа Г. М. Использование метода первой гармоники при проектировании стабилизированных инверторов // Электротехника. 1982. № 3.
8. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат. 1986.
9. Мосткова Г. П., Толкачев А. И. Расчет выходных фильтров автономных инверторов // Электротехн. промышленность. Сер. Преобр. техника. 1971. № 22.
10. Мустафа Г. М. Расчет импульсно-модулированных инверторов с синусоидальным выходным напряжением // Электротехника. 1988. № 2.
11. Руденко В. С., Сенько В. И., Чижено И. М. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа. 1980.
12. Адамия Г. Г., Беркович Е. И., Картавых А. С. и др. Статические агрегаты бесперебойного питания. М.: Энергоатомиздат. 1992.