

# Частотно-энергетические параметры ШИМ-инверторов

## систем бесперебойного питания

**Работа посвящена вопросам проектирования ШИМ-инверторов применительно к источникам бесперебойного питания (ИБП). Проведен анализ частотных и энергетических характеристик. Приведены рекомендации по выбору параметров фильтра и результаты экспериментального исследования спектрального состава выходного напряжения и тока при нелинейной нагрузке.**

Валерий Климов, к. т. н.

klimov@ruselt.ru

ШИМ-инвертор представляет собой коммутатор на IGBT-транзисторах, которые управляются широтно-импульсными сигналами, модулированными по синусоидальному закону и формирующими импульсную последовательность напряжения. В однофазных ИБП малой и средней мощности нашла применение дифференциальная схема инвертора [1]. В системах питания от солнечных панелей [13] или от топливных элементов [14] применяются мостовые схемы инверторов. Для мостовых схем — как один источник напряжения питания, так и два источника напряжения постоянно-го тока со средней точкой (нейтралью) (рис. 1).

Выделение основной гармоники выходного напряжения  $U_2$  из импульсной последовательности напряжения  $U_1$ , формируемой коммутатором инвертора, обеспечивает низкочастотный L-C выходной фильтр. Вопросам расчета фильтра низкой частоты ШИМ-инвертора посвящен ряд работ [5–8], однако в них не рассмотрено влияние нелинейной нагрузки на параметры фильтра. В этой статье рассмотрены особенности выбора параметров фильтра применительно к однофазным инверторам ИБП малой и средней мощности с учетом нелинейной нагрузки и энергетических характеристик.

### Спектральный состав выходного напряжения инвертора

Выходное напряжение коммутатора ШИМ-инвертора содержит основную гармонику 50 Гц, величина которой пропорциональна выбранному

коэффициенту модуляции, и высокочастотные гармоники, сконцентрированные в области кратных целых значений частоты коммутации [9]:

$$f_n = af_k \pm bf_1, \quad (1)$$

где  $f_1$  — основная частота (первая гармоника),  $f_k$  — частота коммутации транзисторов инвертора,  $a = 0, 1, 2, \dots$  — кратность группы высокочастотных гармоник,  $b = 1, 2, 3, \dots$  — кратность основной частоты в группе высокочастотных гармоник.

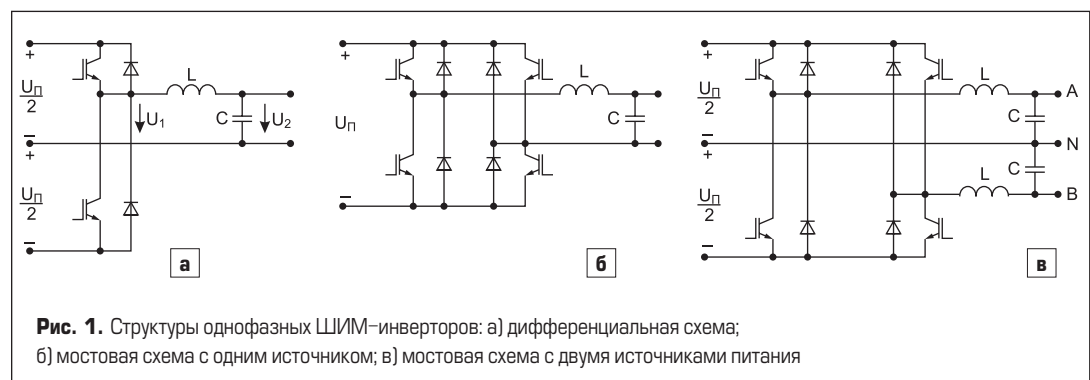
В зависимости от выбранной формы опорного (модулирующего) сигнала (пилообразной — ШИМ-1 или треугольной формы — ШИМ-2) в спектре могут отсутствовать некоторые значения кратности  $b$  (рис. 2).

С точки зрения минимизации размеров и стоимости фильтрующих элементов целесообразно иметь высокую частоту коммутации. Однако она выбирается исходя из эффективности инвертора, так как при высоких частотах потери на переключение являются значительной составляющей в общих потерях. В настоящее время на практике применяется  $f_k$  в пределах 10–25 кГц.

Резонансную частоту, определяющую частоту среза фильтра, нагруженного на активное сопротивление, можно представить в следующем виде:

$$f_{0xx} = f_{0xx} \sqrt{1 - \frac{X_{l1} X_{cl}}{R_n^2}} = f_1 \sqrt{\frac{1}{M} - \frac{X_{cl}^2}{2R_n^2}}, \quad (2)$$

где  $f_{0xx} = f_1 \sqrt{(1/M)}$  — резонансная частота ненагруженного фильтра,  $M = X_{l1}/X_{cl} = \omega^2 LC$  —



**Рис. 1.** Структуры однофазных ШИМ-инверторов: а) дифференциальная схема; б) мостовая схема с одним источником; в) мостовая схема с двумя источниками питания

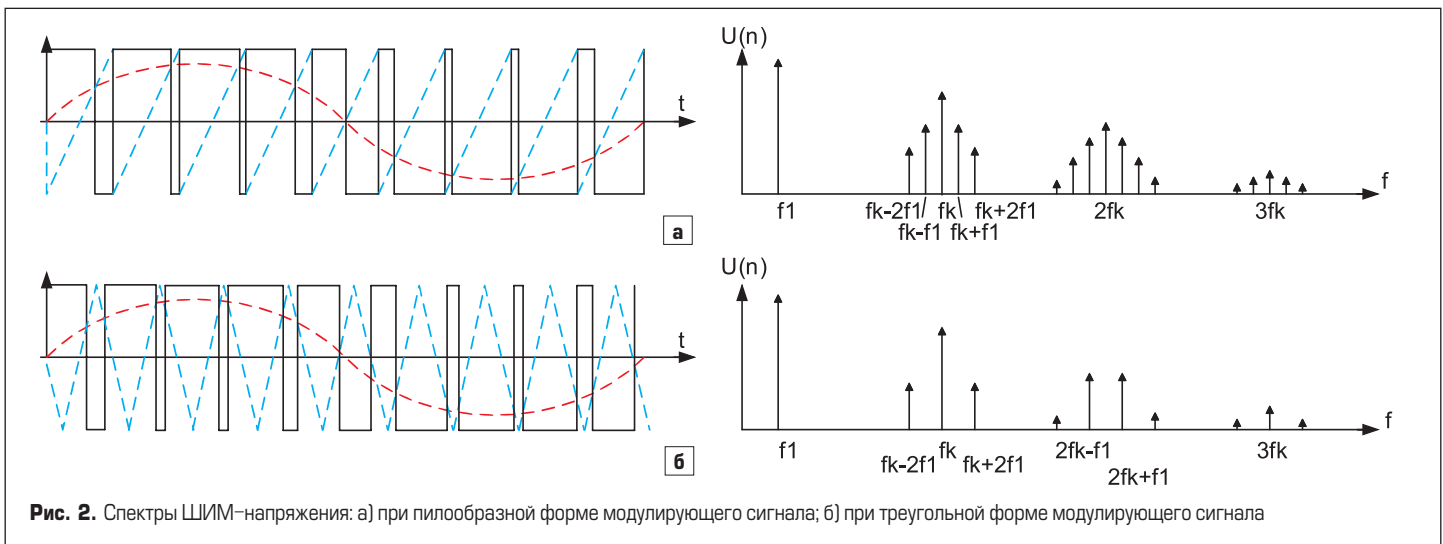


Рис. 2. Спектры ШИМ-напряжения: а) при пилообразной форме модулирующего сигнала; б) при треугольной форме модулирующего сигнала

квадрат относительной резонансной частоты (коэффициент подобия фильтра),  $R_n$  — активное сопротивление нагрузки.

Выходной низкочастотный LC-фильтр должен обеспечить напряжение синусоидальной формы основной гармоники при изменениях нагрузки от 0% (холостой ход) до 100% (номинальный режим). Первая низшая из высших гармонических составляющих, энергию которой необходимо учитывать при определении искажения синусоидальной формы напряжения, представляет частоту  $(f_k - 2f_1)$ . Резонансная частота фильтра должна лежать левее этой частоты. Чтобы ослабить высшую гармонику на частоте  $f_k$  в 100 раз (40 дБ), необходимо иметь частоту среза фильтра из условия:  $f_0 < 0,1f_k$ .

При этом значения коэффициента подобия ненагруженного фильтра в диапазоне частот коммутации 10–20 кГц будет составлять значение:  $M = (1-3) \times 10^{-3}$ . С ростом линейной нагрузки эта величина будет увеличиваться в незначительных пределах, при этом происходит некоторое снижение частоты среза фильтра, не влияющее на общие выводы в данной работе.

### Расчет параметров фильтра с учетом требований к пульсациям при нелинейной нагрузке

Проведем анализ влияния пульсаций тока дросселя и напряжения конденсатора на выбор параметров фильтра. Низкочастотный LC-фильтр позволяет ослаблять высшие гармоники в составе выходного напряжения  $U_2$ . Для снижения искажения синусоиды основной гармоники выходного напряжения при линейных и нелинейных нагрузках выходное сопротивление инвертора должно быть минимизировано, то есть емкость должна быть максимальной, а индуктивность — минимальной на частоте среза. Рост емкости также приводит к увеличению полной номинальной мощности ( $S_n$ ) за счет реактивной составляющей мощности фильтра.

Коэффициент пульсации тока ( $k_t$ ) в индуктивности фильтра принято ограничивать в пределах 10–30% от амплитуды основной гармоники тока нагрузки.



Рис. 3. Графики пульсации: а) напряжения; б) тока фильтра

Амплитуду пульсации тока можно выразить следующим образом:

$$\Delta i_L = \sqrt{2} \times k_t (S_n / U_2), \quad (3)$$

где  $U_2$  — действующее значение фазного выходного напряжения,  $S_n$  — полная мощность нагрузки.

Примем линейный характер пульсаций тока (рис. 3б):

$$i_L = 4 \times (\Delta i_L / T_k) \times t. \quad (4)$$

Тогда значение индуктивности может быть представлено следующим соотношением:

$$L = U_n / (4f_k \Delta i_L) = U_n U_2 / 4\sqrt{2} \times k_t f_k S_n. \quad (5)$$

Величина напряжения питания инвертора выбирается из соотношения:

$$U_n = (2\sqrt{2} \times U_2) / m. \quad (6)$$

Коэффициент модуляции  $m$  определяет максимальную длительность импульса выходного напряжения коммутатора инвертора  $U_1$  и, следовательно, позволяет выбирать величину номинального напряжения с учетом минимального времени запираия IGBT ( $m = 0,8-0,9$ ).

При работе инвертора на нелинейную нагрузку к параметрам фильтра накладываются дополнительные требования. Рассмотрим это на примере нагрузки, генерирующей третью гармонику

тока. Таковыми являются наиболее распространенные однофазные нагрузки типа RCD — неуправляемые выпрямители с емкостным фильтром. Коэффициент амплитуды (кресть-фактор) тока такой нагрузки достигает  $K_a = 2,5-3$  при коэффициенте мощности  $K_{p2} = 0,7-0,6$  [2] с явно выраженной третьей гармоникой в составе тока. Для оценки влияния нелинейной нагрузки на форму выходного напряжения рассмотрим эквивалентную схему, содержащую источник тока третьей гармоники  $I_{(3)}$  (рис. 4).

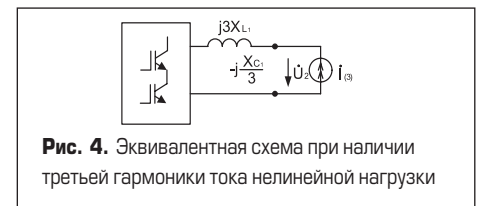


Рис. 4. Эквивалентная схема при наличии третьей гармоники тока нелинейной нагрузки

Комплексное значение выходного напряжения третьей гармоники можно записать:

$$\dot{U}_{2(3)} = j \times 3X_{L1} / (1-9M) \times \dot{I}_{(3)}. \quad (7)$$

С учетом  $M \ll 1$  найдем отношение модуля составляющей напряжения третьей гармоники и действующего значения выходного напряжения, характеризующее коэффициент третьей гармоники напряжения:

$$|U_{2(3)}| / U_2 = (3X_{L1} I_{(3)}) / U_2 = k_{r(3)}. \quad (8)$$

По требованию [4] коэффициент третьей гармоники  $k_{r(3)}$  не должен превышать 5%. Значение мощности искажения от третьей гармоники можно выразить через полную мощность нелинейной нагрузки:

$$H_H = U_2 I_{(3)} = S_H \sqrt{(1-K_{p2}^2)}. \quad (9)$$

Представим действующее значение третьей гармоники тока в следующем виде:

$$I_{(3)} = (\sqrt{(1-K_{p2}^2)} / U_2) \times S_H. \quad (10)$$

Подставив (10) в (8), получим:

$$(3X_{L1} S_H \sqrt{(1-K_{p2}^2)}) / U_2^2 \leq k_{r(3)}. \quad (11)$$

Разрешим (11) относительно индуктивности фильтра:

$$L \leq (k_{r(3)} U_2^2) / (6\pi f_1 S_H \sqrt{1 - K_{p2}^2}). \quad (12)$$

Приняв в (12) значения  $U_2 = 220$  В,  $f_1 = 50$  Гц,  $K_{p2} = 0,7$ , найдем зависимость индуктивности от номинальной мощности при допустимом значении коэффициента третьей гармоники  $k_{r(3)} = 0,05$ :

$$L \leq 3,6 / S_H. \quad (13)$$

На основании (5) найдем коэффициент пульсации тока дросселя при выполнении условия (13):

$$k_i = (U_n U_2) / (20,3 f_k). \quad (14)$$

Приняв в (14) значения  $U_n = 350$  В,  $f_k = 20$  кГц, получим коэффициент пульсации тока дросселя 19%, что не превышает допустимое значение. Следует отметить, что при расчете индуктивности по выражению (5) без учета нелинейной нагрузки получаемое значение превышает значение по выражению (12), что может приводить к недопустимой величине третьей гармоники в выходном напряжении инвертора.

Пульсации тока индуктивности вызывают пульсацию напряжения на конденсаторе фильтра (рис. 3а):

$$\Delta u_C = \frac{1}{C} \int_0^{T_k} i_L dt. \quad (15)$$

При линейном характере пульсаций тока имеем:

$$\Delta u_C = \Delta i_L / (4C f_k) \leq \sqrt{2} \times k_u U_2, \quad (16)$$

где  $k_u$  — коэффициент пульсации напряжения в процентах относительно амплитуды основной гармоники выходного напряжения, он может быть от 1 до 3%.

Подставив (3) в (16), найдем значение емкости фильтра:

$$C \geq (k_r S_H) / (4k_u f_k U_2^2). \quad (17)$$

Приняв значения  $k_i = 0,2$ ,  $k_u = 0,01$ ,  $f_k = 20$  кГц, получим зависимость емкости от номинальной мощности при выбранных коэффициентах пульсации тока и напряжения:

$$C \geq 5,2 S_H. \quad (18)$$

В таблице 1 приведены параметры фильтра для инверторов мощностью 1–10 кВ·А, рассчитанные по выражениям (2), (13), (18) и применяемые на практике в однофазных ИБП серии ИДП.

На рис. 5 приведены осциллограммы выходного напряжения и тока, полученные при экспериментальном исследовании ИДП 3 кВ·А (с системными параметрами:  $L = 1,5$  мГн,  $C = 10$  мкФ,  $f_k = 19,2$  кГц и коэффициентом мощности инвертора 0,7) на нелинейную нагрузку типа RCD мощностью 1,8 кВ·А.

Таблица 1. Параметры фильтров однофазных инверторов

$S_H$ , кВ·А	Расчетные параметры				Опытные параметры			
	L, мГн	C, мкФ	M × 10 <sup>-3</sup>	f <sub>ор</sub> , кГц	L, мГн	C, мкФ	M × 10 <sup>-3</sup>	f <sub>ор</sub> , кГц
1,0	3,6	5,2	1,85	1,16	4,0	4,7	1,85	1,16
3,0	1,2	15,6			1,5	10	1,48	1,23
6,0	0,6	31,2			1,0	30	2,95	0,92
10	0,36	52			0,5	50	2,46	1,0

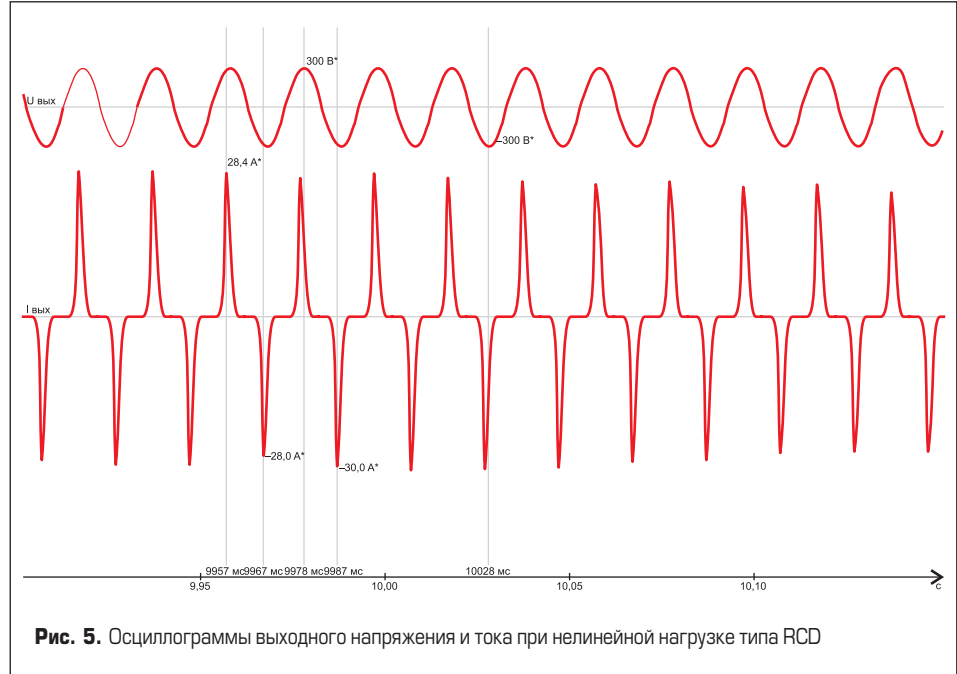


Рис. 5. Осциллограммы выходного напряжения и тока при нелинейной нагрузке типа RCD

В таблице 2 даны результаты измерения высших гармоник в выходном напряжении и токе нелинейной нагрузки. Как следует из анализа гармонического состава выходного напряжения, напряжение имеет малый коэффициент искажения синусоидальности  $K_u = 3,8\%$  при значительных величинах третьей (84%) и пятой (60%) гармоник в составе тока нагрузки. Отметим, что допустимое содержание высших гармоник в выходном напряжении может составлять 8% [4].

Таким образом, экспериментальные исследования подтверждают результаты аналитического расчета параметров фильтра по требованию [4] на содержание высших гармоник в выходном напряжении инвертора.

### Энергетические характеристики ШИМ-инвертора

Реактивная составляющая мощности и высокочастотные гармонические составляющие мощности искажения на выходе инвертора будут обмениваться между нагрузкой и выходным фильтром. Емкость фильтра, кроме обеспечения снижения до необходимого уровня коэффициента искажения синусоидальности выходного напряжения, выполняет функцию компенсатора реактивной мощности при работе

на индуктивные нагрузки. Значения составляющих мощности в системе зависят от коэффициента мощности нагрузки, причем выходной коэффициент мощности инвертора может отличаться от коэффициента мощности нагрузки. При равенстве величин этих коэффициентов система будет отдавать максимальную полную мощность в нагрузку при номинальном значении активной мощности.

Введем понятие коэффициента передачи полной мощности в нагрузку [3]. Коэффициент передачи полной мощности в нагрузку — это отношение предельно допустимой мощности нагрузки к номинальной полной мощности инвертора:

$$K_s = (S_{\text{выхmax}} / S_{\text{ном}}) 100\%. \quad (19)$$

Коэффициент  $K_s$  коррелируется с понятием коэффициента снижения выходной мощности  $K_d$  (derating factor), указывающим на процент допустимой мощности нагрузки, которую можно подключить к инвертору, не вызывая перегрузки системы. Коэффициент снижения мощности зависит от характера нагрузки, параметров выходного фильтра и установленного производителем коэффициента мощности инвертора. В таблице 3 приведен пример значений коэффициентов снижения мощности

Таблица 2. Гармонический состав выходного напряжения и тока при нелинейной нагрузке

Измеряемый параметр	Коэффициент искажения синусоидальности, %	Номер гармоники и % содержания			
		3	5	7	9
Выходное напряжение	3,8	3,05	0,57	1,32	0,76
Выходной ток	111	84	60	36	22

Таблица 3. Зависимость коэффициента передачи мощности от коэффициента мощности нагрузки

Характер нагрузки	Коэффициент мощности нагрузки	Коэффициент передачи мощности, %
Индуктивный	0,7	88
	0,75	94
	0,8	100
	0,85	100
	0,9	100
Резистивный	1,0	100
Емкостной	0,95	94
	0,9	87
	0,85	80
	0,8	74
	0,75	68
	0,7	62

при коэффициенте мощности инвертора 0,8 и различных значениях коэффициентов мощности нагрузки.

Инверторы проектируются с условием поддержания постоянства номинальной величины выходного коэффициента мощности ( $K_{\text{ри}}$ ) и предназначены обычно для работы на линейную нагрузку индуктивного характера. При емкостном характере нагрузки наблюдается значительное снижение допустимой полной мощности. Кривая занижения выходной мощности в зависимости от коэффициента мощности нагрузки будет ограничивать область безопасной работы (Safe Operating Area, SOA) инвертора ИБП. Занижение мощности необходимо для того, чтобы исключить перегрузку инвертора по активной составляющей мощности. ИБП с двойным преобразованием имеет две подсистемы: выпрямитель — ККМ, определяющий предел активной мощности (кВт), и инвертор, определяющий предел полной мощности ИБП (кВ·А). Выход из области безопасной работы приводит к перегрузке инвертора по току или выпрямителя по активной мощности. Предельные значения полной и активной мощностей инвертора и, следовательно, коэффициент мощности инвертора закладываются при проектировании ИБП.

При нелинейной нагрузке необходимо учитывать коэффициент нелинейности нагрузки. Коэффициент нелинейности, влияющий на значение коэффициента мощности, может быть представлен через коэффициент искажения синусоидальности тока:

$$K_{\text{ни}} = 1/\sqrt{1+K_{\text{ии}}^2}, \quad (20)$$

где  $K_{\text{ии}}$  — коэффициент искажения синусоидальности тока.

$$K_{\text{ии}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

Коэффициент мощности характеризует эффективность потребления энергии и представляет отношение активной мощности к полной мощности:

$$K_p = P/S = \cos\varphi_1 K_{\text{ни}}, \quad (21)$$

где  $\varphi_1$  — фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока.

При нагрузках с низким коэффициентом мощности из-за наличия высших гармоник можно считать  $\cos\varphi_1 = 1$ , и коэффициент мощности

будет определяться коэффициентом искажения синусоидальности тока (рис. 6).

При проектировании ИБП с такими нагрузками необходимо принимать во внимание не только коэффициент мощности нагрузки, но и коэффициент амплитуды тока. Коэффициент амплитуды (крест-фактор) представляет отношение амплитудного (пикового) значения тока к действующему значению:

$$K_a = I_{\text{max}}/I. \quad (22)$$

Для синусоидальной формы тока имеем  $K_a = \sqrt{2}$ , а при несинусоидальной форме  $K_a > \sqrt{2}$ . Современные ИБП проектируются с показателем  $K_a = 3/1$ .

Вопрос ограничения тока инвертора в режиме перегрузки важен для понимания перегрузочных свойств инвертора. При росте тока нагрузки свыше номинального значения инвертор переходит в режим генератора тока, ограничивая максимальное значение тока  $I_{\text{max}}$ . Экспериментально показано [10]: для того, чтобы искажение синусоидальности выходного напряжения не превышало 5%, необходимо устанавливать порог ограничения максимального (пикового) значения выходного тока в 1,5 раза больше амплитудной величины номинального тока инвертора при нелинейной нагрузке:  $I_{\text{max}} = 1,5\sqrt{2} \times I_{\text{вых.ном}}$ .

Соответственно, коэффициент амплитуды тока ограничения будет:  $K_a = I_{\text{max}}/I_{\text{вых.ном}} = 2,12$ .

Таблица 4. Значения электрических величин в зависимости от величины действующего значения тока при нелинейной нагрузке

Параметры	рис. 7а	рис. 7б	рис. 7в	рис. 7г
Действующее значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ , В	220	220	220	220
Действующее значение выходного тока $I_{\text{вых}}$ , А	11	20	24	29
Коэффициент мощности нагрузки $K_{\text{ри}}$	0,63	0,68	0,8	0,83
Коэффициент амплитуды тока $K_a$	3,6	2,4	2	1,64
Коэффициент искажения синусоидальности выходного напряжения $K_{\text{и}}$ , %	2,7	3	5	10
Полная выходная мощность $S_{\text{вых}}$ , кВ·А	2,4	4,4	5,2	6,3
Активная выходная мощность $P_{\text{вых}}$ , кВт	1,5	3	4,17	5,2

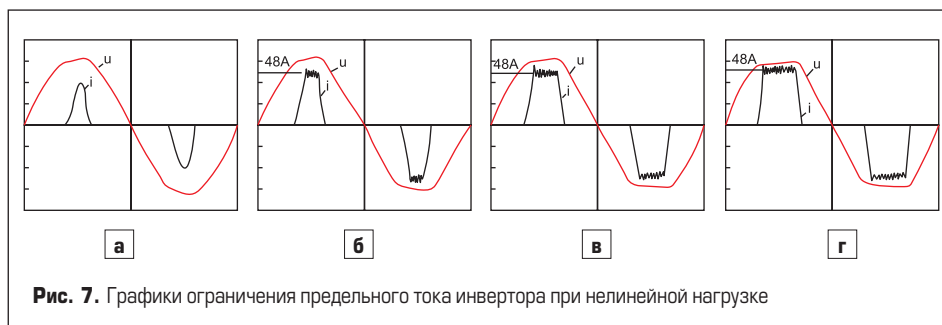


Рис. 7. Графики ограничения предельного тока инвертора при нелинейной нагрузке

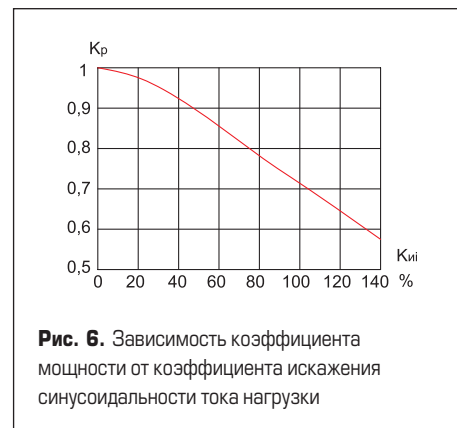


Рис. 6. Зависимость коэффициента мощности от коэффициента искажения синусоидальности тока нагрузки

На рис. 7 приведены кривые выходного напряжения и тока инвертора с номинальной мощностью 5 кВ·А при различных значениях тока нелинейной нагрузки типа RCD.

Пиковое значение тока нагрузки ограничено величиной  $K_a S_2 / U_2 = 2,12(5000/220) = 48$  А.

Система управления ШИМ-инвертором способна реагировать на изменения тока нагрузки, ограничивая его по предельному значению. При этом происходит увеличение длительности импульса тока на полупериоде выходного напряжения, что снижает величину коэффициента амплитуды тока (рис. 7б-г).

В таблицу 4 сведены электрические параметры, характеризующие режимы работы инвертора в соответствии с кривыми напряжения и тока на рис. 7.

Согласно приведенному примеру инвертор с номинальной мощностью 5 кВ·А способен отдать 4 кВт активной мощности в RCD-нагрузку с искажением синусоидальности выходного напряжения не более 5%. Таким образом, выходной коэффициент мощности такого инвертора равен  $K_{\text{ри}} = 0,8$ .

Современные системы управления инвертором ИБП анализируют значения полной и активной составляющей токов и мощностей, а также температурный режим, фиксируя превышения предельных значений. Вычисления текущих значений тока и мощностей осу-

ществляются с помощью DSP по следующим выражениям:

$$I = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_N i_n^2},$$

$$S = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{N/2} u_n^2} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_N i_n^2}, \quad (23)$$

$$P = \frac{1}{N} \sum_N (\pm i_n u_n),$$

где  $N$  — число дискрет измерения электрических величин за период основной частоты выходного напряжения инвертора,  $n$  — текущий дискретный номер.

Знак «+» в выражении для активной мощности принимается при совпадении знаков мгновенных значений тока и напряжения, а при их несовпадении принимается знак «-».

Значение  $N$  определяется частотой коммутации транзисторов ШИМ-инвертора  $f_k$ .

Период выборки можно принять равным утроенному значению периода коммутации транзисторов:  $T_n = 3/f_k$ .

Так, если  $f_k = 19,2$  кГц, то период выборки  $T_n = 0,15625$  мс, что соответствует  $N = 128$  на периоде основной частоты выходного напряжения инвертора 50 Гц.

### Векторная диаграмма мощностей инвертора

Рассмотрим векторную диаграмму мощностей инвертора (рис. 8), отражающую область безопасной работы [1].

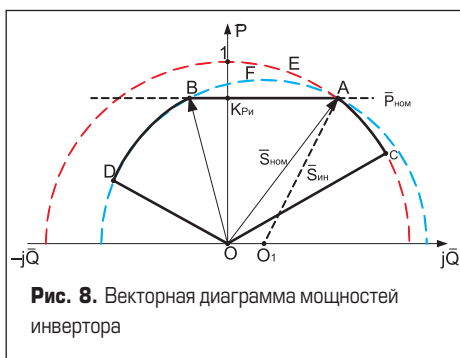


Рис. 8. Векторная диаграмма мощностей инвертора

Полная мощность характеризует величину загруженности оборудования и определяется тремя составляющими мощностями:

$$S = \sqrt{(P^2 + Q^2 + H^2)}, \quad (24)$$

где  $P$  — активная мощность (Вт),  $Q$  — реактивная мощность (В·Ар),  $H$  — мощность искажения (В·А).

Для линейных нагрузок имеем  $H = 0$ , и значения составляющих мощностей нагрузки в зависимости от значения коэффициента мощности можно представить в виде окружности с радиусом, равным полной мощности, и центром в начале координат векторной диаграммы:

$$S_n^2 = P_n^2 + Q_n^2. \quad (25)$$

Косинус угла поворота вектора полной мощности относительно действительной

оси координат будет соответствовать коэффициенту мощности нагрузки. Положение линии номинальной активной мощности на выходе преобразователя ( $\bar{P}_{ном}$ ) определяется выходным коэффициентом мощности инвертора:

$$K_{pu} = \bar{P}_{ном} / S_{ном}. \quad (26)$$

С учетом реактивных мощностей фильтра выражение для полной мощности инвертора можно записать в следующем виде:

$$S_{ин}^2 = P_n^2 + (Q_n + Q_L - Q_C)^2 = S_{ном}^2 K_{p1}^2 + S_{ном}^2 K_{p1}^2 (\sqrt{1 - K_{p1}^2} + K_L - K_C)^2, \quad (27)$$

где  $K_{p1}$  — коэффициент мощности линейной нагрузки,  $K_L$  — коэффициент реактивной мощности индуктивности фильтра,  $K_C$  — коэффициент реактивной мощности емкости фильтра.

Полученное выражение представляет окружность со смещенным центром  $O_1$  вправо относительно начала координат  $O$  на величину  $\Delta K = K_L - K_C$ . В относительных величинах выражение (27) будет иметь вид:

$$(S_{ин}/S_{ном})^2 = K_{p1}^2 + (\sqrt{1 - K_{p1}^2} + \Delta K)^2. \quad (28)$$

Правый квадрант диаграммы характеризует мощность при активно-индуктивной нагрузке, а левый — при активно-емкостной (рис. 8). Здесь приняты обозначения:

$E$  — окружность полной мощности нагрузки — геометрическое место векторов полной мощности нагрузки при различных значениях коэффициента мощности;

$O$  — центр окружности полной мощности нагрузки;

$F$  — окружность полной мощности инвертора;

$O_1$  — центр окружности полной мощности инвертора;

$P$  — вертикальная ось: относительные значения активной мощности  $\bar{P} = P/S_{ном}$ ;

$jQ$  — горизонтальная ось: относительные значения реактивных мощностей  $\bar{Q} = Q/S_{ном}$ ;

$OA$  — радиус окружности полной мощности нагрузки, соответствующий вектору номинальной полной мощности, отдаваемой в нагрузку индуктивного характера ( $\bar{S}_{ном}$ ) при номинальной активной мощности ( $\bar{P}_{ном}$ );

$O_1A$  — радиус окружности предельной полной мощности инвертора ( $\bar{S}_{ин}$ );

$AB$  — линия предельного значения активной мощности на выходе инвертора ( $\bar{P}_{ном}$ );

$OC$  — вектор предельного значения полной мощности, отдаваемой в индуктивную нагрузку, при пониженной активной мощности;

$OB$  — вектор полной мощности, отдаваемой в емкостную нагрузку, при номинальной активной мощности;

$OD$  — вектор предельного значения полной мощности, отдаваемой в емкостную нагрузку, при пониженной активной мощности;

$BD$  — линия занижения полной мощности при емкостной нагрузке;

$OO_1 = K_L - K_C$  — смещение центра окружности предельной мощности инвертора относительно начала координат диаграммы;

$OCABDO$  — граница области безопасной работы инвертора.

Радиус нормированной окружности полной мощности инвертора, определяемый выражением (28), будет меньше единицы и зависит от параметров фильтра и коэффициента мощности инвертора. На рис. 9 представлены зависимости необходимой мощности инвертора для обеспечения номинальной мощности ИБП от выбранных значений  $K_{pu}$  и  $(K_L - K_C)$ .

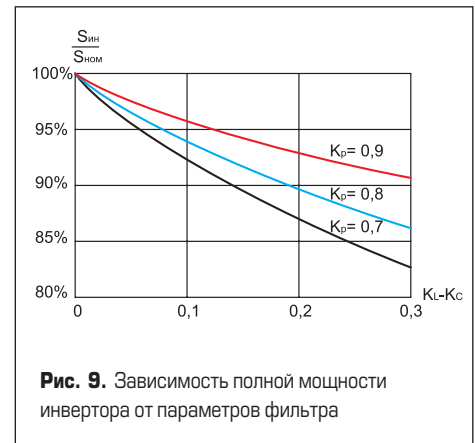


Рис. 9. Зависимость полной мощности инвертора от параметров фильтра

Выход за указанные границы области безопасной работы (SOA) на векторной диаграмме мощностей ( $OCABDO$ ) означает перегрузку инвертора. Для емкостных нагрузок расширение SOA возможно за счет уменьшения емкостной составляющей фильтра [11, 12].

### Коэффициенты реактивных мощностей выходного фильтра инвертора

Как следует из сказанного, параметры фильтра в значительной мере влияют на энергетические показатели инвертора. При проектировании ИБП средних мощностей рекомендуется принимать такие параметры фильтра:

$$K_C = 0,2-0,3; K_L = 0,05-0,08.$$

Меньшие значения коэффициентов могут быть приняты для малых мощностей инверторов. При этих значениях емкость фильтра будет превышать величину, определяемую по выражению (17), однако это позволяет исключить перегрузку инвертора при динамических изменениях уровня нагрузки и ее коэффициента мощности.

Рассмотрим в качестве примера соотношения мощностей в инверторе для случая  $S_n = 20$  кВ·А,  $K_C = 0,2$ ,  $K_L = 0,06$ , при коэффициенте мощности инвертора  $K_{pu} = 0,7$ .

Имеем номинальные активную и реактивную мощности нагрузки:

$$P_n = S_n \times K_{pu} = 14 \text{ кВт},$$

$$Q_n = S_n \sqrt{1 - K_{pu}^2} = 14,3 \text{ кВ·Ар}.$$

Значения реактивных мощностей выходного фильтра составят:

$$Q_c = K_C \times S_n = 4 \text{ кВ·Ар}, Q_L = K_L \times S_n = 1,2 \text{ кВ·Ар}.$$

Значение полной расчетной мощности инвертора, необходимой для нагрузки 20 кВА, определится из выражения (27) следующим образом:

$$S_{ин} = \sqrt{(P_H^2 + (Q_H + Q_L - Q_C)^2)} = \\ = \sqrt{(14^2 + 11,5^2)} = 18 \text{ кВ}\cdot\text{А}.$$

Увеличение коэффициента емкостной мощности фильтра приводит к снижению расчетной мощности инвертора, обеспечивающей номинальные режимы работы в безопасной области векторной диаграммы мощностей при нагрузках индуктивного характера, однако снижает область безопасной работы при нагрузках емкостного характера.

### Литература

1. Климов В., Москалев А. Коэффициент мощности и нагрузочная характеристика ШИМ-инвертора в системах бесперебойного питания // Силовая электроника. 2008. № 3.
2. Климов В., Смирнов В. Коэффициент мощности однофазного бестрансформаторного импульсного источника питания // Практическая силовая электроника. 2002. Вып. 5.
3. Климов В., Климова С. Энергетические показатели источников бесперебойного питания переменного тока // Электронные компоненты. 2004. № 4.
4. ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
5. Кастров М. Ю., Лукин А. В., Малышков Г. М., Овчинников Д. А., Герасимов А. А. Выбор параметров фильтра нижних частот преобразователя с выходным синусоидальным напряжением // Практическая силовая электроника. 2002. Вып. 7.
6. Захаров А. Расчет выходного фильтра ШИМ-инвертора // Силовая электроника. 2005. № 1.
7. Малышков Г. М., Чудесников М. А., Алдокимов С. Н. Фильтр нижних частот для инвертора // Практическая силовая электроника. 2007. Вып. 28.
8. Чудесников М. А. Методика выбора параметров фильтра нижних частот для инвертора // Практическая силовая электроника. 2008. Вып. 30.
9. Mohan N. Undeland, Robbins Power Electronics: Converters, Application and Design, USA, 2003.
10. Jean N. Fiorina Inverters and Harmonics. MGE UPS Systems. MGE 159, 1993.
11. Taplin J. Leading Power Factor Loads and Their Impact on UPS Capacity and Performance. Chloride, USA, 2007.
12. Considering the effects of UPS operation with leading power factor loads. Eaton Corporation. www.powereware.com.
13. Status and Needs of Power Electronics for Photovoltaic Inverters. Sandia Report, USA, 2002.
14. Gopinath R., Enjeti P. N. Development of a Low Cost Fuel Cell Inverter System with DSP Control. IEEE Transactions on Power Electronics. 2004. Vol. 19. No. 5.