

Цифровой синтез выходного напряжения инвертора на основе троичной арифметики

Георгий ВОЛОВИЧ,
д. т. н., профессор
g_volovich@mail.ru
Алексей ЕВДОКИМОВ
zoyans@yandex.ru

В статье излагаются принципы построения и алгоритмы управления автономными инверторами напряжения с цифровым синтезом выходного напряжения на основе троичной симметричной арифметики.

Введение

Автономный инвертор напряжения (АИН) преобразует постоянный ток в переменный. Силовая схема АИН выполнена на ключах, которые могут находиться только в одном из двух состояний: «включено» (ключ открыт) и «выключено» (ключ закрыт). Соответственно, напряжение на выходе мостовой преобразовательной ячейки АИН $U_{\text{вых}}$ (рис. 1), в зависимости от состояния ключей, может принимать три значения:

- $+U_{\text{вх}}$ (ключи S1, S4 замкнуты, S2, S3 разомкнуты);
- $-U_{\text{вх}}$ (ключи S2, S3 замкнуты, S1, S4 разомкнуты);
- 0 (S1, S3 замкнуты, S2, S4 разомкнуты).

Форма напряжения на выходе преобразовательной ячейки далека от синусоидальной. Близкое к синусоидальному напряжение с малым значением коэффициента гармоник может быть сформировано одной преобразовательной ячейкой путем многотактной время-импульсной модуляции (однозонные или одноуровневые преобразователи) либо несколькими ячейками, выходы которых соединены последовательно или параллельно, путем одноконтурной либо многотактной время-импульсной модуляции (многозонные или многоуровневые преобразователи). Несмотря на очевидное усложнение схемы, многоуровневые преобразователи имеют уменьшенную массу входных

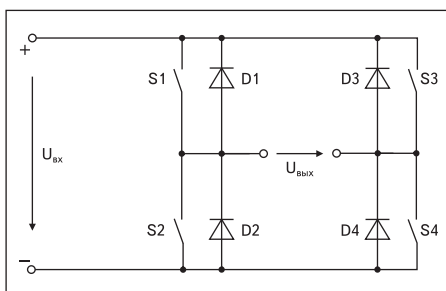


Рис. 1. Схема мостовой преобразовательной ячейки

и выходных фильтров, а также повышенное быстродействие.

Формирование ступенчатого напряжения, аппроксимирующего синусоиду, осуществляется путем суммирования напряжений на вторичных обмотках выходных трансформаторов нескольких преобразовательных ячеек (рис. 2).

Наиболее просто выполняется АИН, когда выходные напряжения ячеек равны или кратны друг другу [1]. Для уменьшения числа ячеек силового контура АИН соотношение между амплитудами прямоугольных напряжений на выходах этих ячеек выбирают по закону двоичного или троичного счета, а в результирующем выходном напряжении инвертора, использующем сумму или разность указанных напряжений ячеек, образуются ступени с равной амплитудой [2]. Поскольку выходное напряжение мостовой преобразовательной ячейки может принимать три значения, наибольший выигрыш дает выбор отношения коэффициентов трансформации выходных трансформаторов ячеек, которое равно 3^n , где n — число ячеек. В этом случае АИН подобен цифроаналоговому преобразователю, у которого

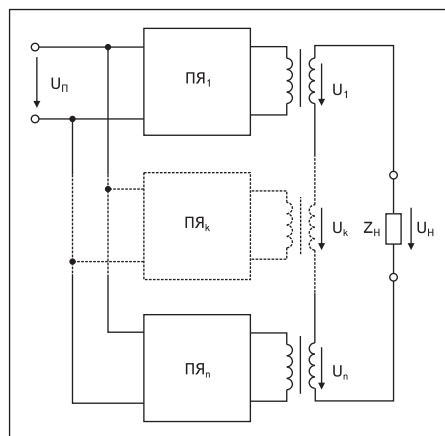


Рис. 2. Схема многоячеечного АИН.
ПЯ — преобразовательная ячейка

в качестве опорного напряжения выступает первичное питающее напряжение U_n , а в качестве управляющего входного кода — число по симметричному троичному основанию, каждый из разрядов которого может принимать значения 1, 0, -1. Разрядность этого числа равна количеству преобразовательных ячеек инвертора. Использование троичных отношений между разрядами при равном количестве ячеек позволяет получить значительно более высокое разрешение по амплитуде, чем при двоичной арифметике. Это показано в таблице.

Таблица. Зависимость числа уровней выходного напряжения АИН от числа ячеек многозонного АИН

Число ячеек инвертора	Число уровней амплитуды	
	Двоичная арифметика	Троичная арифметика
1	1	1
2	3	4
3	7	13
4	15	40
5	31	121

Системы управления многозонных АИН сложнее, чем однозонных, однако применение современных микроэлектронных устройств делает этот недостаток несущественным.

Принципы построения систем управления АИН с цифровым синтезом выходного напряжения

Поскольку на выходе АИН с цифровым синтезом может быть установлено любое напряжение в пределах его полной шкалы и с дискретностью, соответствующей его кванту, целесообразно, помимо синтеза необходимой формы, возложить на систему управления инвертором также стабилизацию его выходного напряжения. С учетом этой дополнительной задачи блок-схема автономного инвертора может иметь вид, приведенный на рис. 3. Здесь обозначено: АИ — силовая часть инвертора, включающая n пре-

образовательных ячеек; MUX — аналоговый мультиплексор; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; МК — микроконтроллер.

На рис. 3а приведен вариант блок-схемы АИН, в котором реализуется принцип управления по возмущению. Микроконтроллер с помощью АЦП следит за величиной питающего напряжения U_n . Разность между двумя соседними ступенями (квант) инвертора с троичной арифметикой определяется по формуле:

$$\Delta U = U_n/k, \quad (1)$$

где k — коэффициент трансформации выходного трансформатора преобразовательной ячейки младшего разряда. Максимальное выходное напряжение АИН равно произведению $\Delta U \times N$, где $N = (3^n - 1)/2$ — максимальное число ступеней выходного напряжения инвертора.

Микроконтроллер генерирует с заданной частотой эталонную цифровую синусоидальную последовательность $u_{эм}(t) = U_{m,эм} \sin \omega t$ и переключает в соответствии с изменением $u_{эм}(t)$ ключи преобразовательных ячеек (рис. 4). Для повышения точности уровни переключения должны располагаться посередине между уровнями выходного напряжения u_n , так что текущее значение числа квантов выходного напряжения M определяется выражениями:

$$M = \text{Entier} \left[\frac{u_{эм}(t)}{kU_n} N + 0,5 \right], \quad u_{эм}(t) > 0; \quad (2)$$

$$M = \text{Entier} \left[\frac{u_{эм}(t)}{kU_n} N - 0,5 \right], \quad u_{эм}(t) < 0. \quad (3)$$

Здесь $\text{Entier}(x)$ — целая часть числа x . Регулирование по возмущению гарантирует устойчивость инвертора, но из-за падения напряжения на элементах преобразовательных ячеек не обеспечивает высокой точности стабилизации выходного напряжения при

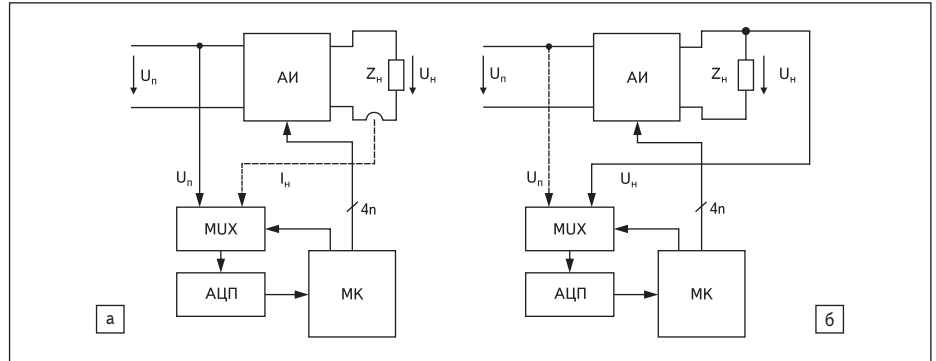


Рис. 3. Блок-схемы АИН с управлением: а) по возмущению; б) по отклонению

изменении нагрузки. Некоторое повышение точности может дать введение компенсирующей связи по току нагрузки, показанной на рис. 3а штриховой линией.

На рис. 3б приведен вариант блок-схемы инвертора, управляемого по отклонению. Здесь реализуется принцип действия следящего АЦП. Микроконтроллер с помощью АЦП следит за величиной напряжения на нагрузке $u_n(t)$ и сравнивает его с эталонным кодом $u_{эм}(t)$. При этом возможны следующие варианты управления.

Работа с постоянным временным интервалом и нулевым порогом

Период выходного напряжения инвертора T разбивается на одинаковые интервалы τ . Величина τ должна удовлетворять неравенству:

$$\tau \leq \Delta U / 2\pi U_m, \quad (4)$$

иначе инвертор не будет успевать отслеживать эталонную синусоиду. В условии (4) должно быть взято значение ΔU , соответствующее наименьшему значению питающего напряжения и наибольшей нагрузке инвертора.

В момент $i\tau$ проверяется условие $u_n(t) - u_{эм}(t) > 0$. Если условие выполняется, тогда $M_{i+1} = M_i - 1$, иначе $M_{i+1} = M_i + 1$. График вы-

ходного напряжения, соответствующий этому алгоритму, приведен на рис. 5. Как видно, форма выходного напряжения оказывается хуже, чем при управлении по возмущению. При уменьшении τ форма улучшается, но возрастает частота переключения ключей преобразовательных ячеек, в результате чего увеличиваются динамические потери и усиливается высокочастотная часть спектра выходного напряжения.

Работа с постоянным порогом по уровню

Изменение числа квантов M производится по условиям:

$$u_n(t) - u_{эм}(t) > 0,5kU_{n,ном}/N, \quad M_{i+1} = M_i - 1; \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (5)$$

$$u_n(t) - u_{эм}(t) < -0,5kU_{n,ном}/N, \quad M_{i+1} = M_i + 1. \quad (6)$$

Здесь $U_{n,ном}$ — номинальное значение питающего напряжения. Если питающее напряжение имеет номинальное значение, форма выходного напряжения совпадает с формой, приведенной на рис. 4. Если питающее напряжение отличается от номинального, имеет место фазовый сдвиг основной гармоники выходного напряжения относительно эта-

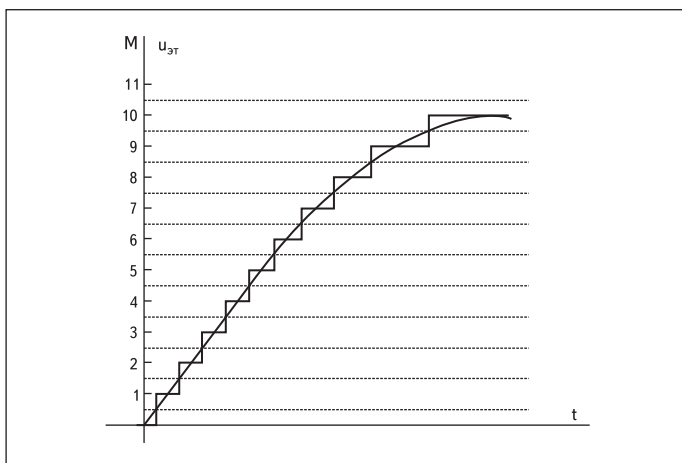


Рис. 4. Цифровая синусоидальная последовательность

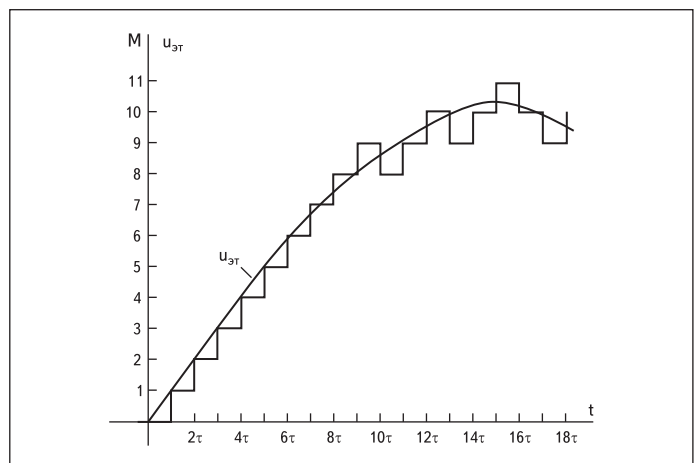


Рис. 5. График выходного напряжения АИН при работе с постоянным временным интервалом и нулевым порогом

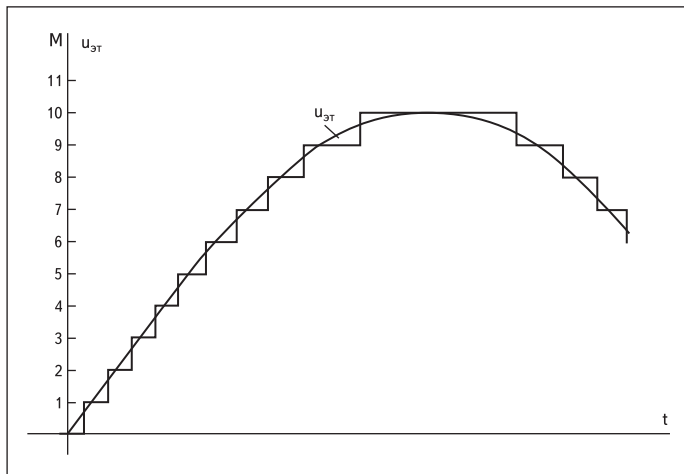


Рис. 6. График выходного напряжения АИН при работе с постоянным порогом по уровню

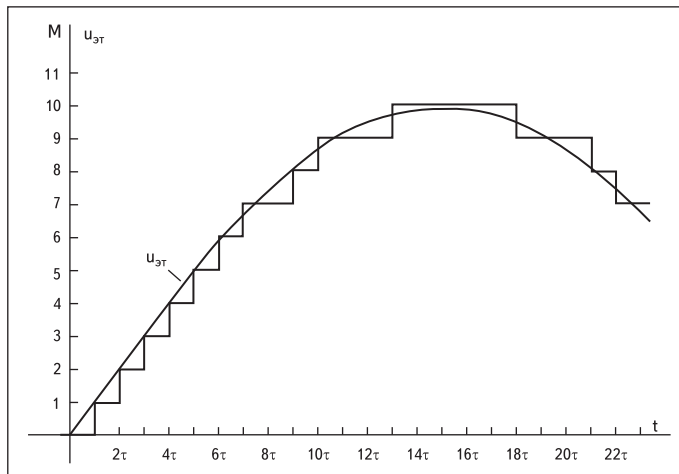


Рис. 7. График выходного напряжения АИН при комбинированном способе управления

лона: при $U_n > U_{н.ном}$ — опережение, при $U_n < U_{н.ном}$ — запаздывание. На рис. 6 приведены временные диаграммы, соответствующие управлению преобразовательными ячейками по алгоритму (5), (6), в случае, если $U_n = 0,8U_{н.ном}$

Работа с подстраиваемым порогом по уровню

Несколько улучшить форму выходного напряжения инвертора можно, если измерять напряжение питания (соответствующая связь показана на рис. 3б штриховой линией) и устанавливать порог переключения ступеней в соответствии с действительным значением U_n . В таком случае изменение числа квантов M производится по условиям:

$$u_n(t) - u_{эм}(t) > 0,5kU_n/N, M_{i+1} = M_i - 1; \quad (7)$$

$$u_n(t) - u_{эм}(t) < -0,5kU_n/N, M_{i+1} = M_i + 1, i = 0, 1, 2, \dots \quad (8)$$

Комбинированный способ

Комбинированный способ (с постоянным тактом и постоянным или подстраиваемым порогом). Способы 2 и 3 требуют от микроконтроллера непрерывного сравнения выходного и эталонного напряжений. В то же время на микроконтроллер могут быть возложены дополнительные обязанности по защите от аварийных режимов, выводу данных о режиме инвертора и др. Выполнение этих функций требует времени, в результате чего микроконтроллер может сравнивать выходное и эталонное напряжение не чаще, чем через некоторый интервал τ , длительность которого должна удовлетворять условию (4). Этот фактор тем существеннее, чем выше частота выходного напряжения инвертора и чем больше число преобразовательных ячеек. Изменение числа квантов производится по условиям:

$$u_n(i\tau) - u_{эм}(i\tau) > 0,5kU_{н.ном}/N, M_{i+1} = M_i - 1; i = 0, 1, 2, \dots \quad (9)$$

$$u_n(i\tau) - u_{эм}(i\tau) < -0,5kU_{н.ном}/N, M_{i+1} = M_i + 1 \quad (10)$$

в случае постоянного порога по уровню и

$$u_n(i\tau) - u_{эм}(i\tau) > 0,5kU_n/N, M_{i+1} = M_i - 1; \quad (11)$$

$$u_n(i\tau) - u_{эм}(i\tau) < -0,5kU_n/N, M_{i+1} = M_i + 1 \quad (12)$$

при подстраиваемом пороге.

Временная диаграмма напряжений для комбинированного способа при подстраиваемом пороге по напряжению приведена на рис. 7. Видно, что форма выходного напряжения инвертора лучше, чем при способе 1, но хуже, чем при способе 3. Так же, как и при способе 2,

имеется запаздывание по фазе относительно эталонного напряжения. Уменьшение интервала τ ведет к улучшению формы выходного напряжения инвертора.

В заключение отметим, что системы регулирования по отклонению обеспечивают более высокое качество стабилизации выходного напряжения инвертора, но склонны к неустойчивости.

Расчет коэффициента гармоник и оценка качества стабилизации выходного напряжения

Коэффициент гармоник в данном случае удобнее всего определить по формуле:

$$k_2 = \sqrt{\left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2 - 1}, \quad (13)$$

где U_n и U_1 — действующие значения, соответственно, выходного напряжения и его основной гармоники.

Управление по возмущению

В силу симметрии выходного напряжения относительно начала координат квадрат действующего значения выходного напряжения инвертора:

$$U_n^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_n^2(\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} (\Delta U)^2 \left[m^2 \left(\frac{\pi}{2} - \theta_m \right) + \sum_{i=1}^{m-1} i^2 (\theta_{i+1} - \theta_i) \right], \quad (14)$$

где $m = \text{Entier}(U_{н.эм}/\Delta U + 0,5)$, $U_{н.эм}$ — амплитуда эталонного напряжения. Множество фазовых углов θ_i , которым соответствуют моменты смены состояний ключей инвертора, определяется, согласно рис. 4, соотношением:

$$\theta_i = \arcsin[(i-0,5)\Delta U/U_{н.эм}], i = 1, 2, \dots, m. \quad (15)$$

Действующее значение основной гармоники:

$$U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_n(\theta) \sin\theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta U \left[m \cos\theta_m + \sum_{i=1}^{m-1} i (\cos\theta_i - \cos\theta_{i+1}) \right]. \quad (16)$$

Пример 1. На рис. 8 приведены графики расчетной зависимости k_2 от величины питающего напряжения для $n = 3$ и $n = 4$ при регулировании по возмущению. Питающее напряжение указано в относитель-

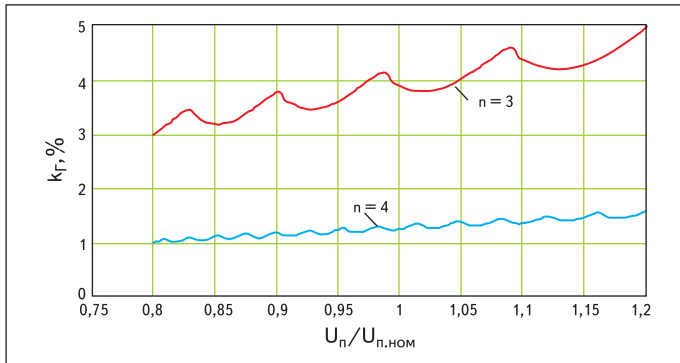


Рис. 8. Графики зависимости k_G от питающего напряжения при регулировании по возмущению

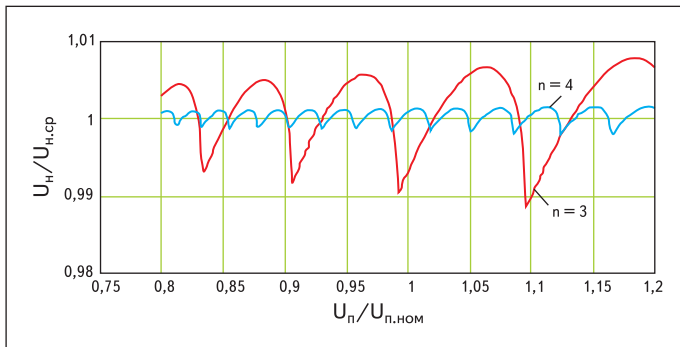


Рис. 9. Графики зависимости выходного напряжения от питающего напряжения при регулировании по возмущению

ных единицах к номинальному значению $U_{н,ном}$. Амплитуда эталонного напряжения $U_{м,эт} = 0,8U_{н,ном}$. По графикам видно, что даже при $n = 3$ коэффициент гармоник не превосходит 5%. Если же инвертор включает 4 преобразовательные ячейки, то k_G не превосходит 1,5%.

На рис. 9 приведены графики расчетной зависимости действующего значения выходного напряжения $U_{н,ср}$ отнесенного к его средней величине $U_{н,ср}$ от относительной величины питающего напряжения при том же способе регулирования, также для $n = 3$ и $n = 4$. Видно, что если в составе инвертора три преобразовательные ячейки, то при отклонении питающего напряжения от номинального значения в пределах 20% нестабильность напряжения на нагрузке не превышает 1,2%. В случае же $n = 4$ нестабильность не превышает 0,2%.

Последние графики построены в предположении, что инвертор работает на холостом ходу. При работе под нагрузкой напряжение $U_{н}$ может существенно меняться за счет падения напряжения на элементах силовой части инвертора, так как система управления не следит за $U_{н}$.

Управление по отклонению

Работа с постоянным временным интервалом

Как следует из алгоритма формирования выходного напряжения инвертора, система управления которого работает с постоянной тактовой частотой и нулевым порогом переключения, квадрат действующего значения выходного напряжения может быть определен выражением:

$$U_n^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_n^2(\theta) d\theta = \frac{1}{l} (\Delta U)^2 \sum_{i=1}^{l-1} M^2(i). \quad (17)$$

Здесь $l = T/2\tau$ — число тактов за полупериод выходного напряжения инвертора. Текущее число ступеней M определяется формулой:

$$M(i) = \sum_{k=1}^i \text{sign} \left[\frac{U_{м,эт}}{\Delta U} \sin \frac{\pi k}{l} - M(k) \right]. \quad (18)$$

Квадрат действующего значения основной гармоники в этом случае равен сумме квадратов синфазной и квадратурной составляющих:

$$U_1^2 = U_{1c}^2 + U_{1к}^2, \quad (19)$$

причем

$$U_{1c} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\pi u_n(\theta) \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \Delta U \sum_{i=1}^{l-1} M(i) \left[\cos \frac{\pi}{l} i - \cos \frac{\pi}{l} (i+1) \right], \quad (20)$$

$$U_{1к} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\pi u_n(\theta) \cos \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \Delta U \sum_{i=1}^{l-1} M(i) \left[\sin \frac{\pi}{l} (i+1) - \sin \frac{\pi}{l} i \right]. \quad (21)$$

Пример 2. На рис. 10 приведены графики расчетной зависимости k_2 от величины питающего напряжения для $n = 3$, $\tau = T/80$ и $n = 4$, $\tau = T/300$ при регулировании по отклонению с постоянным временным интервалом. Питающее напряжение указано в относительных единицах к номинальному значению $U_{н,ном}$. Амплитуда эталонного напряжения $U_{м,эт} = 0,8U_{н,ном}$. По графикам видно, что при $n = 3$ коэффициент гармоник достигает 8,5%. Если же инвертор включает четыре преобразовательные ячейки, то k_2 превосходит 2,8%. Следовательно, этот способ значительно хуже других.

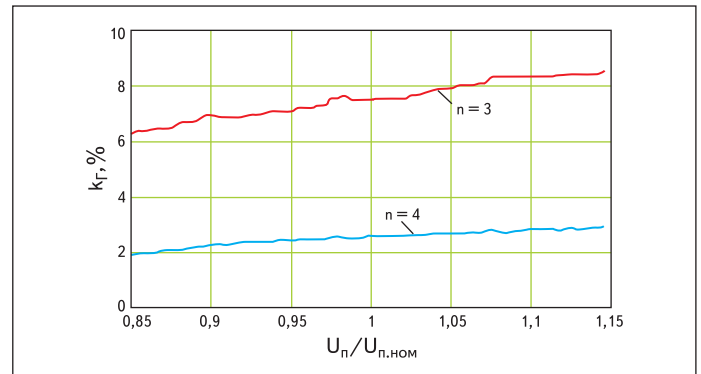


Рис. 10. Графики зависимости k_G от питающего напряжения при регулировании по отклонению с постоянным временным интервалом

Работа с постоянным порогом по уровню

Квадрат действующего значения выходного напряжения инвертора в этом случае:

$$U_n^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_n^2(\theta) d\theta = \frac{(\Delta U)^2}{\pi} \left[m^2 (\pi - \theta_m - \alpha_m) + \sum_{i=1}^{m-1} i^2 (\theta_{i+1} - \theta_i + \alpha_{i+1} - \alpha_i) \right], \quad (22)$$

где $m = \text{Entier}(U_{м,эт} + 0,5\Delta U_{ном}) / \Delta U$, $\Delta U_{ном}$ — амплитуда ступени выходного напряжения при номинальном питающем напряжении. Множество фазовых углов θ_i и α_i , которым соответствуют моменты смены состояний ключей инвертора, соответственно, в первой и во второй четвертях периода, определяется соотношениями:

$$\theta_i = \arcsin \{ [(i-1)\Delta U + 0,5\Delta U_{ном}] / U_{м,эт} \}, \quad (23)$$

$$\alpha_i = \arcsin \{ [i\Delta U - 0,5\Delta U_{ном}] / U_{м,эт} \}, i = 1, 2, \dots, m. \quad (24)$$

Действующее значение синфазной составляющей основной гармоники:

$$U_{1c} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\pi u_n(\theta) \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \Delta U \times \left[m (\cos \theta_m + \cos \alpha_m) + \sum_{i=1}^{m-1} i (\cos \theta_i - \cos \theta_{i+1} + \cos \alpha_i - \cos \alpha_{i+1}) \right]. \quad (25)$$

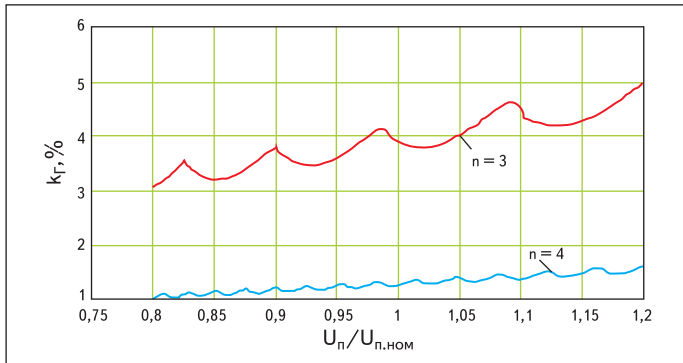


Рис. 11. Графики зависимости k_r от питающего напряжения при регулировании по отклонению с постоянным порогом по уровню

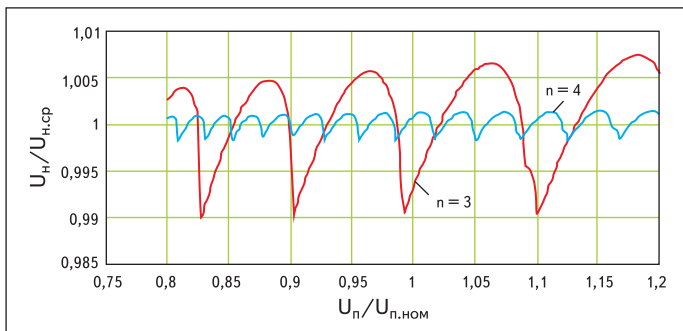


Рис. 12. Графики зависимости выходного напряжения от питающего напряжения при регулировании по отклонению с постоянным порогом по уровню

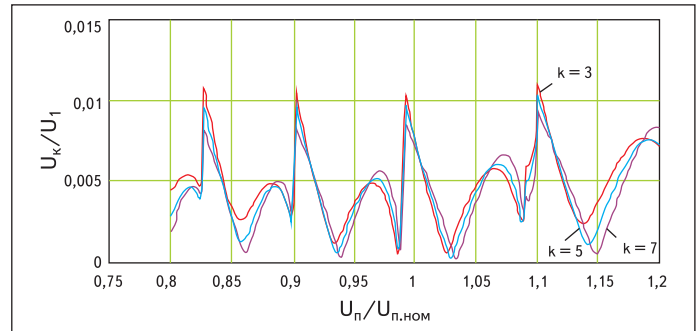


Рис. 13. Графики зависимости амплитуд 3-й, 5-й и 7-й гармоник выходного напряжения АИН при регулировании по отклонению с постоянным порогом

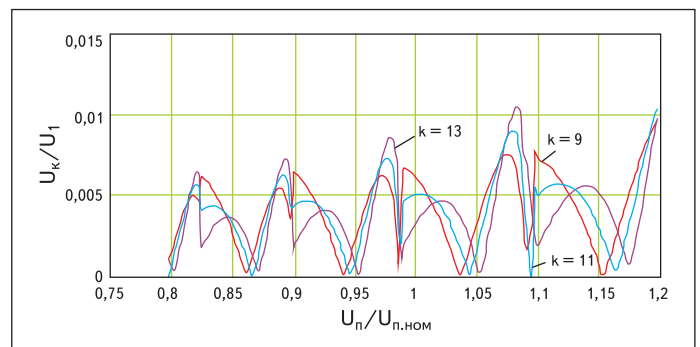


Рис. 14. Графики зависимости амплитуд 9-й, 11-й и 13-й гармоник выходного напряжения АИН при регулировании по отклонению с постоянным порогом

Действующее значение квадратурной составляющей основной гармоники:

$$U_{1к} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} u_n(\theta) \cos\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \Delta U \times \left[m(\sin\alpha_m - \sin\theta_m) + \sum_{i=1}^{m-1} i(\sin\alpha_i - \sin\theta_{i+1} + \sin\theta_i - \sin\alpha_{i+1}) \right]. \quad (26)$$

Коэффициент гармоник находим по формуле:

$$k_2 = \sqrt{\frac{U^2}{U_{1c}^2 + U_{1к}^2} - 1}. \quad (27)$$

Пример 3. На рис. 11 приведены графики расчетной зависимости k_2 от величины питающего напряжения для $n = 3$ и $n = 4$ при регулировании по отклонению с постоянным порогом по уровню. Питающее напряжение указано в относительных единицах к номинальному значению $U_{n,ном}$. Амплитуда эталонного напряжения $U_{m,эт} = 0,8U_{n,ном}$. Как видно, графики незначительно отличаются от соответствующих кривых на рис. 8. Так, при $n = 3$ коэффициент гармоник не превосходит 5,05%, если же инвертор содержит четыре преобразовательные ячейки, то k_2 не превосходит 1,55%.

На рис. 12 приведены графики расчетной зависимости действующего значения выходного напряжения U_{sp} отнесенного к его средней величине $U_{n,ср}$ от относительной величины питающего напряжения, также для $n = 3$ и $n = 4$. Видно, что если в составе инвертора три преобразовательные ячейки, то при отклонении питающего напряжения от номинального значения в пределах 20% нестабильность напряжения на нагрузке не превышает 1%. В случае же $n = 4$ нестабильность не превышает 0,2%. В отличие от регулирования по возмущению, в данном случае контролируется выходное напряжение инвертора, поэтому нестабильность U_n при изменении нагрузки будет незначительна.

Проведен расчет амплитудного спектра выходного напряжения инвертора при $n = 3$ для случая регулирования по отклонению с постоян-

ным порогом. В силу симметрии кривой выходного напряжения относительно оси абсцисс четные гармоники отсутствуют [3]. Приведены графики зависимости относительных амплитуд 3-й, 5-й, 7-й гармоник (рис. 13) и 9-й, 11-й, 13-й гармоник (рис. 14) от питающего напряжения.

Значения коэффициента гармоник при регулировании по отклонению с подстраиваемым порогом по уровню практически не отличаются от аналогичных значений при регулировании по возмущению. Соответствующие графики имеют тот же вид, что и на рис. 8.

Регулирование по отклонению с комбинированным способом формирования выходного напряжения инвертора

Как следует из алгоритма формирования выходного напряжения (9)–(12) АИН, система управления которого работает с постоянной тактовой частотой и ненулевым порогом переключения, квадрат действующего значения выходного напряжения инвертора может быть определен выражением (17):

$$U_n^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_n^2(\theta) d\theta = \frac{1}{l} (\Delta U)^2 \sum_{i=1}^{l-1} M^2(i).$$

Здесь $l = T/2\tau$ — число тактов за полупериод выходного напряжения инвертора. Текущее число ступеней $M(i)$ определяется алгоритмом:

$$M(i) = \sum_{k=1}^i [g(k) + M(k-1)]. \quad (28)$$

Причем $M(0) = 0$, а

$$g(k) = \begin{cases} 1, & \frac{U_m}{\Delta U} \sin \frac{\pi k}{l} - M(k-1) > 0,5 \\ 0, & -0,5 < \frac{U_m}{\Delta U} \sin \frac{\pi k}{l} - M(k-1) < 0,5 \\ -1, & \frac{U_m}{\Delta U} \sin \frac{\pi k}{l} - M(k-1) < -0,5 \end{cases} \quad (29)$$

Квадрат действующего значения основной гармоники определяется выражениями (19)–(21), а коэффициент гармоник — формулой (13).

Пример 4. На рис. 15 приведены графики расчетной зависимости k_2 от величины питающего напряжения для $n = 3$, $\tau = T/100$ и $n = 4$, $\tau = T/300$ при комбинированном регулировании по отклонению с постоянным временным интервалом и постоянным порогом по уровню. Питающее напряжение указано в относительных единицах к номинальному значению $U_{n,ном}$. Амплитуда эталонного напряжения $U_{т.эт} = 0,8U_{n,ном}$. По графикам видно, что при $n = 3$ коэффициент гармоник лишь немного превосходит результаты примеров 1 и 3 и достигает 5%. Если же инвертор включает четыре преобразовательные ячейки, то k_2 не превосходит 1,5%. Следовательно, этот способ, не требующий непрерывного сравнения выходного и эталонного значения, является наиболее предпочтительным.

На рис. 16 приведены графики расчетной зависимости действующего значения выходного напряжения $U_{нр}$ отнесенного к его средней величине $U_{н,ср}$ от относительной величины питающего напряжения, также для $n = 3$ и $n = 4$. Видно, что если в составе инвертора 3 преобразовательные ячейки, то при отклонении питающего напряжения от номинального значения в пределах 20% нестабильность напряжения на нагрузке не превышает 1,5%. В случае же $n = 4$ нестабильность не превышает 0,25%. Так же как и в предыдущем примере, в данном случае контролируется выходное напряжение инвертора, поэтому нестабильность U_n при изменении нагрузки незначительна.

Заключение

Сравнительный анализ алгоритмов управления инвертором с точки зрения влияния изменения первичного напряжения на качество формы выходного напряжения и его стабильности показывает, что наилучшее качество обеспечивает способ регулирования по отклонению с подстраиваемым порогом по уровню.

Приемлемое качество при относительно низком быстродействии системы управления обеспечивает комбинированное регулирование по отклонению с постоянным временным интервалом и постоянным порогом по уровню. ■

Литература

1. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986.

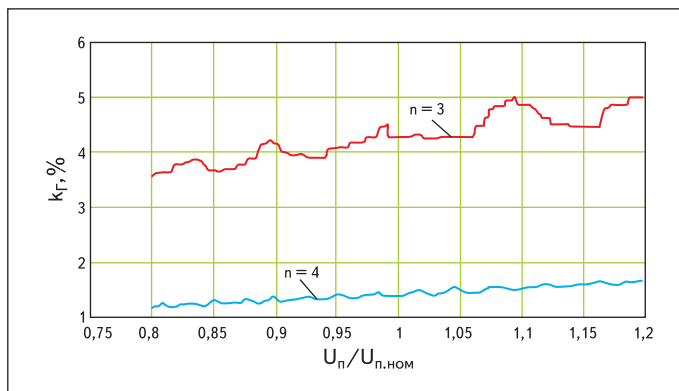


Рис. 15. Графики зависимости k_2 от питающего напряжения при комбинированном регулировании по отклонению с постоянным временным интервалом и постоянным порогом по уровню

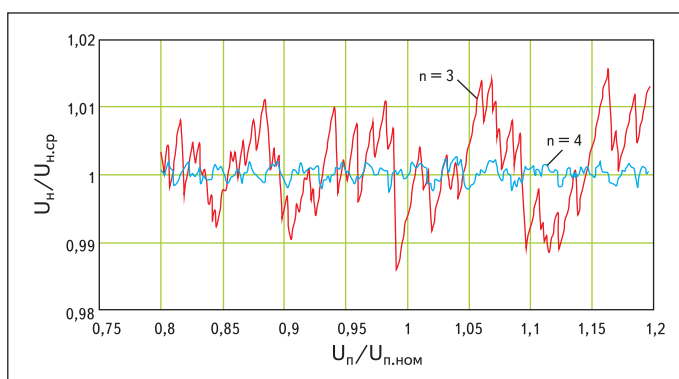


Рис. 16. Графики зависимости выходного напряжения от питающего напряжения при комбинированном регулировании по отклонению с постоянным временным интервалом и постоянным порогом по уровню

- Моин В. С., Уанзоли Б. Л., Цишевский В. А., Лаптев Н. Н., Войтович И. А. Инвертор со ступенчатой, близкой к синусоидальной, формой кривой выходного напряжения // А. с. СССР № 748743, МПК⁵ Н 02 М 7/537, 1980.
- Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил А. В., Страхов С. В. Основы теории цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989.