

# Источник стабильного синусоидального напряжения, синхронизированного с сетью переменного тока

**В статье рассмотрен принцип построения и основы расчета источника синусоидального напряжения стабильной амплитуды, синхронного со стабилизируемым напряжением сети переменного тока.**

**Анатолий Коршунов,  
д. т. н.**

## Введение

Импульсные стабилизаторы напряжения переменного тока позволяют не только поддерживать постоянную величину напряжения, но и исправлять отклонения от синусоидальной формы [1]. Для этого необходим источник эталонного напряжения синусоидальной формы, частота и фаза которого совпадает с частотой и фазой стабилизируемого напряжения сети переменного тока. Возможны два способа построения генератора эталонного (опорного) напряжения. Один из них основан на использовании генератора стабильного синусоидального напряжения, принудительно синхронизируемого с сетевым напряжением. Генератор можно построить на операционных усилителях [2] или генерировать дискретные значения синусоиды  $\sin((2\pi/m)n)$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$  в микропроцессоре путем последовательных итераций по формуле:

$$y_{n+2} = 2a y_{n+1} - y_n, \quad (1)$$

где  $a = \cos(2\pi/m)$ ,  $y_0 = 0$ ,  $y_1 = \sin(2\pi/m)$ ,  $m = T/T_0$  — целое число,  $T$  и  $T_0$  — соответственно период напряжения сети и период дискретизации импульсного стабилизатора.

Следует учитывать, что ограничение разрядной сетки микропроцессора вызывает погрешности вычисления значений синусоиды методом итераций. Основными причинами возникающих ошибок являются погрешности ввода значений  $y_1$  ( $\delta_1$ ) и  $a$  ( $\delta_a$ ), а также погрешности округления при вычислениях. Нетрудно показать, что погрешность в значении  $y_1$  вызывает отклонение амплитуды синусоиды от 1, равное  $\delta_1/\sin(2\pi/m) \approx (\delta_1 m)/2\pi$ . Погрешность в амплитуде может быть скомпенсирована при настройке стабилизатора путем соответствующей регулировки коэффициента обратной связи.

Более существенна погрешность ввода значений параметра  $a$  на величину периода генерируемой синусоиды. Можно показать, что погрешность  $\delta_a$  вызывает относительную погрешность периода синусоиды

$$\frac{\delta_T}{T} = \frac{m}{2\pi} \arccos(\cos \frac{2\pi}{m} + \delta_a) - 1 \approx (\frac{m}{2\pi})^2 \delta_a$$

Так, при  $m = 100$ ,  $a = \cos(2\pi/100) = 0,998026728$  и  $\delta_a = \pm 0,0001$  получаем по точной формуле

$$\delta_T/T = \pm 0,025761806$$

и  $\delta_T/T = \pm 0,025330296$  — по приближенной.

Таким образом, ошибка ввода значений параметра  $a$  всего на 1 в четвертной десятичной значащей цифре дает погрешность в периоде (частоте) в 2,5% и требует для представления мантиссы числа  $a$  не менее 13 двоичных разрядов.

Даже значительное повышение точности ввода значений  $y_1$  и  $a$  не может обеспечить длительную работу генератора эталонных значений синусоиды без периодического согласования ее фазы с фазой стабилизируемого напряжения, в том числе и в случае постоянства его частоты. Причина этого в постепенном неограниченном увеличении разности фаз эталонного и стабилизируемого напряжений, вызываемом разностью, пусть и очень малой, их частот (периодов).

В случае искажения формы стабилизируемого напряжения момент прохождения волны напряжения через 0 может быть смещен, что затрудняет и без того достаточно сложную задачу синхронизации.

Другой способ построения генератора эталонного напряжения заключается в преобразовании напряжения сети переменного тока с помощью линейных и нелинейных цепей для обеспечения стабилизации амплитуды эталонного напряжения и его синхронизации с сетью.

Второй способ принципиально более прост, поскольку частота эталонного напряжения естественным образом совпадает с частотой сети. Этому способу и посвящена данная работа.

## Стабилизация величины (амплитуды) эталонного синусоидального напряжения

Положим вначале частоту напряжения сети постоянной. В действительности она изменяется, хотя и в значительно меньшей степени, чем амплитуда напряжения. В основу стабилизации величины напряжения удобно положить ту же идею параметрического стабилизатора, используемого в стабилизаторах постоянного тока и в феррорезонансном ста-

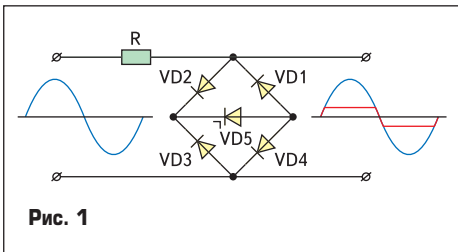


Рис. 1

билизаторе переменного тока. Ограничитель, представленный на рис. 1, преобразует синусоидальное напряжение в трапецидальное, достаточно мало отличающееся от прямоугольного, если амплитуда входного напряжения  $U_m$  значительно превосходит уровень ограничения  $U$  (то есть  $U/U_m \ll 1$ ). В этом случае изменение  $U_m$  в реальных пределах, например  $\pm 20\%$ , вызовет незначительные изменения выходного напряжения и, следовательно, амплитуды его первой гармоники

$$U_1 = \frac{2U_m}{\pi} \left( \varphi + \frac{1}{2} \sin 2\varphi \right), \quad (2)$$

где  $\varphi = \arcsin d$ ,  $d = U/U_m$ .

Очевидно, что  $U_1$  остается при малых  $d$  близкой к амплитуде первой гармоники прямоугольного напряжения, равной  $4U/\pi$ .

В действительности напряжение на выходе ограничителя несколько изменяется относительно уровня ограничения, вследствие конечного (не нулевого) дифференциального сопротивления диодов и стабилитрона. Использование двухкаскадного ограничения позволяет свести эти отклонения практически к нулю.

Относительную величину изменения амплитуды первой гармоники, вызванную изменением амплитуды напряжения сети на  $\Delta U_m$ , можно оценить по формуле

$$\frac{\Delta U_1}{U_1} \approx \frac{dU_1}{dU_m} \frac{\Delta U_m}{U_1} = \frac{\varphi - \frac{1}{2} \sin 2\varphi}{\varphi + \frac{1}{2} \sin 2\varphi} \frac{\Delta U_m}{U_m} \approx \frac{\varphi^2}{3} \frac{\Delta U_m}{U_m} \approx \frac{d^2}{3} \frac{\Delta U_m}{U_m}. \quad (3)$$

Из (3) видно, что при  $U_m = 220\sqrt{2}$  В,  $U = 15$  В относительное изменение  $U_1$  в 1280 раз меньше относительного изменения  $U_m$ , это позволяет считать амплитуду основной (первой) гармоники  $U_1$  практически постоянной.

Для выделения первой гармоники с фазой, равной фазе сети, необходим фильтр с фазовой характеристикой, равной  $-\pi$  ( $-180^\circ$ ) на частоте сети  $\omega_c = 2\pi/T$ .

Поскольку выходное напряжение ограничителя содержит только нечетные гармоники, нелинейные искажения на выходе фильтра определяет третья гармоника выходного напряжения ограничителя. Амплитуду третьей гармоники  $U_3$  можно считать равной амплитуде третьей гармоники прямоугольного напряжения

$$U_3 = 4U/3\pi$$

или приблизительно в 3 раза меньшей амплитуды первой (полезной) гармоники.

Чтобы третья гармоника в эталонном напряжении не превышала допустимой величины по отношению к основной, то есть

$$U_1/U_3 \geq q L 1, \quad (4)$$

необходимо выполнить условие

$$\frac{A_\phi(\omega_c)}{A_\phi(3\omega_c)} \geq \frac{q}{3}, \quad (5)$$

где  $A_\phi(\omega) = |W_\phi(j\omega)|$  — амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра,  $W_\phi(p)$  — его передаточная функция.

### Стабилизация фазы и амплитуды эталонного напряжения при изменении частоты сети

При изменении частоты сети изменяется амплитуда и фаза выходного напряжения фильтра. Для уменьшения этих изменений до допустимых значений необходимо обеспечить постоянство частотных характеристик фильтра в частотном диапазоне:

$$\omega_c - \Delta\omega_c \leq \omega \leq \omega_c + \Delta\omega_c, \quad (6)$$

где  $\omega_c$  — номинальная частота сети,  $\Delta\omega_c$  — возможное отклонение частоты от номинального значения. Для реализации этого достаточно включить последовательно с фильтром устройство с частотной передаточной функцией

$$W_1(j\omega) = \begin{cases} 1, & \omega_c - \Delta\omega_c > \omega, \\ W_0/W_\phi(j\omega), & \omega_c - \Delta\omega_c \leq \omega \leq \omega_c + \Delta\omega_c, \\ 1, & \omega > \omega_c + \Delta\omega_c \end{cases} \quad (7)$$

где  $W_0 = W_\phi(j\omega_c)$  — вещественное отрицательное число.

Учитывая сложность реализации устройства с частотной характеристикой (7), можно ослабить требования к ней вне диапазона (6).

При  $0 < \omega < \omega_c - \Delta\omega_c$  принципиального значения характер  $W_1(j\omega)$  не имеет, поскольку гармоник с частотой ниже  $\omega_c - \Delta\omega_c$  быть не может. На высоких же частотах  $\omega > \omega_c + \Delta\omega_c$  высокочастотные гармоники отфильтрованного напряжения не должны заметно усиливаться, чтобы сохранялось условие (4).

Обозначив  $\Delta W_\phi(j\omega) = W_\phi(j\omega) - W_0$ , можно преобразовать (7) к виду

$$\frac{W_0}{W_\phi(j\omega)} = \frac{W_0}{W_0 + \Delta W_\phi(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{\Delta W_\phi(j\omega)}{W_0}} \approx 1 - \frac{\Delta W_\phi(j\omega)}{W_0}. \quad (8)$$

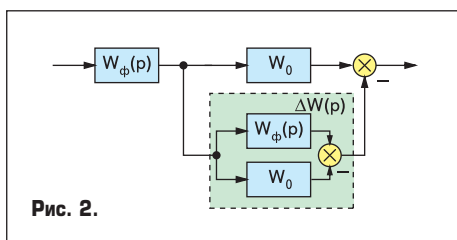


Рис. 2

Точность приближения возрастает при уменьшении  $\Delta\omega = \omega - \omega_c$ . Малость возможных отклонений сети позволяет, как показывает анализ, получить достаточную точность приближения и, следовательно, постоянство амплитуды и фазы эталонного напряжения при изменениях частоты сети.

Структурная схема фильтра и компенсатора изменений его частотных характеристик представлена на рис. 2.

Частотная передаточная функция фильтра и компенсатора согласно рис. 2 определяется выражением

$$W(j\omega) = W_\phi(j\omega)(1 - \Delta W_\phi(j\omega)/W_0) = W_\phi(j\omega)(2 - W_\phi(j\omega)/W_0). \quad (9)$$

Условие допустимости уровня высших гармоник с учетом компенсатора принимает вид

$$\frac{A_\phi^2(\omega_c)}{A_\phi(3\omega_c)[2W_0 - W_\phi(j3\omega_c)]} \geq \frac{q}{3}. \quad (10)$$

Учитывая, что  $|W_0| = A(\omega_c) \cdot A(3\omega_c) = |W(j3\omega_c)|$ , условие (10) приближенно можно записать в виде

$$\frac{A_\phi(\omega)}{A_\phi(3\omega_c)} \geq \frac{2q}{3}. \quad (11)$$

Для примера используем в качестве фильтра низкочастотный фильтр Баттерворта 4-го порядка [3], имеющий нормированную передаточную функцию

$$W(s) = \frac{1}{(s^2 + a_1s + 1)(s^2 + a_2s + 1)}, \quad (12)$$

где  $s = p/\omega_0$ ,  $\omega_0$  — частота среза, соответствующая значению амплитудно-частотной характеристики, равному

$$1/\sqrt{2} \text{ (-3 дБ)}, \quad a_1 = \sqrt{2 + \sqrt{2}} = 1,848, \\ a_2 = \sqrt{2 - \sqrt{2}} = 0,7654.$$

Нетрудно проверить, что фазовая характеристика на частоте среза имеет значение  $-\pi$  ( $-180^\circ$ ).

Следовательно, частота среза фильтра должна равняться частоте сети, то есть  $\omega_0 = \omega_c$ . Вычислив  $A(\omega_c)/A(3\omega_c) = 57,28$ , получаем, что амплитуда третьей гармоники составит не более  $200A(3\omega_c)/3A(\omega_c)\% = 1,2\%$  от амплитуды основной (первой) гармоники.

Вычислив относительную величину пятой гармоники в эталонном напряжении, получаем

$$\frac{200A(5\omega_c)}{5A(\omega_c)}\% \approx \frac{40 \times \sqrt{2}}{\sqrt{1+5^8}} \approx 0,09\%,$$

что оправдывает оценку отклонения формы эталонного напряжения от синусоидальной только по третьей гармонике.

Для оценки стабильности амплитуды и фазы эталонного напряжения при изменениях частоты сети рассчитаны относительные отклонения амплитудно-частотной характеристики компенсированного фильтра (9) от номинального значения  $1/\sqrt{2}$ , соответствующего номинальной частоте сети

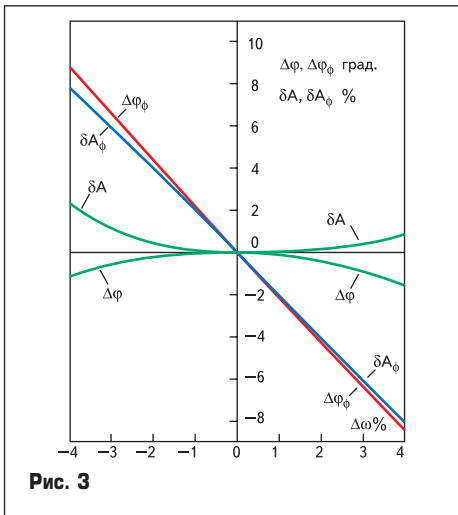


Рис. 3

$$\delta A(\omega) = \frac{|W_\phi(j\omega)| \times |2 - W_\phi(j\omega)/W_0| - 1/\sqrt{2}}{1/\sqrt{2}} = 2|W_\phi(j\omega)| \times |\sqrt{2} + W_\phi(j\omega)| - 1 \quad (13)$$

и отклонения его фазовой характеристики  $\varphi(\omega)$  от номинального значения  $\varphi(\omega_c) = -180^\circ$

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \varphi(\omega) - \varphi(\omega_c) = \\ &= \varphi(\omega) + 180^\circ = \text{Arg}\{W_\phi(j\omega)[\sqrt{2} + \\ &\quad + W_\phi(j\omega)]\} + 180^\circ \end{aligned} \quad (14)$$

при небольших относительных изменениях частоты сети

$$\delta\omega = (\omega - \omega_c)/\omega_c = \Delta\omega/\omega_c.$$

Результаты расчета в процентах и градусах соответственно представлены на рис. 3. Там же для сравнения построены графики относительного отклонения АЧХ фильтра  $\delta A_\phi$  (12) от номинального значения АЧХ  $A_\phi(\omega_c) = 1/\sqrt{2}$

$$\begin{aligned} \delta A_\phi(\omega) &= \frac{A_\phi(\omega) - A_\phi(\omega_c)}{A_\phi(\omega_c)} = \\ &= \sqrt{2}A_\phi(\omega) - 1 \end{aligned} \quad (15)$$

и отклонения его фазовой характеристики  $\varphi_\phi(\omega)$  от ее номинального значения  $\varphi_\phi(\omega_c) = -180^\circ$

$$\Delta\varphi_\phi(\omega) = \varphi_\phi(\omega) + 180^\circ.$$

Анализ результатов показывает, что при реальных отклонениях частоты промышленной сети  $|\delta\omega| < 1\%$  значения  $\delta A$  и  $\Delta\varphi$  оказываются вполне допустимыми.

Для получения такой же стабильности при больших допустимых отклонениях частоты, характерных, например, для дизель-электрических станций, возможно использование второго, более простого фильтра (3-го порядка) с компенсатором (рис. 2), что позволит уменьшить и долю высших гармоник в опорном напряжении.

Реализация фильтров Баттерворта осуществляется на основе операционных усилителей [3]. Фильтр 4-го порядка использует два операционных усилителя, а фильтр 3-го порядка можно построить на одном усилителе.

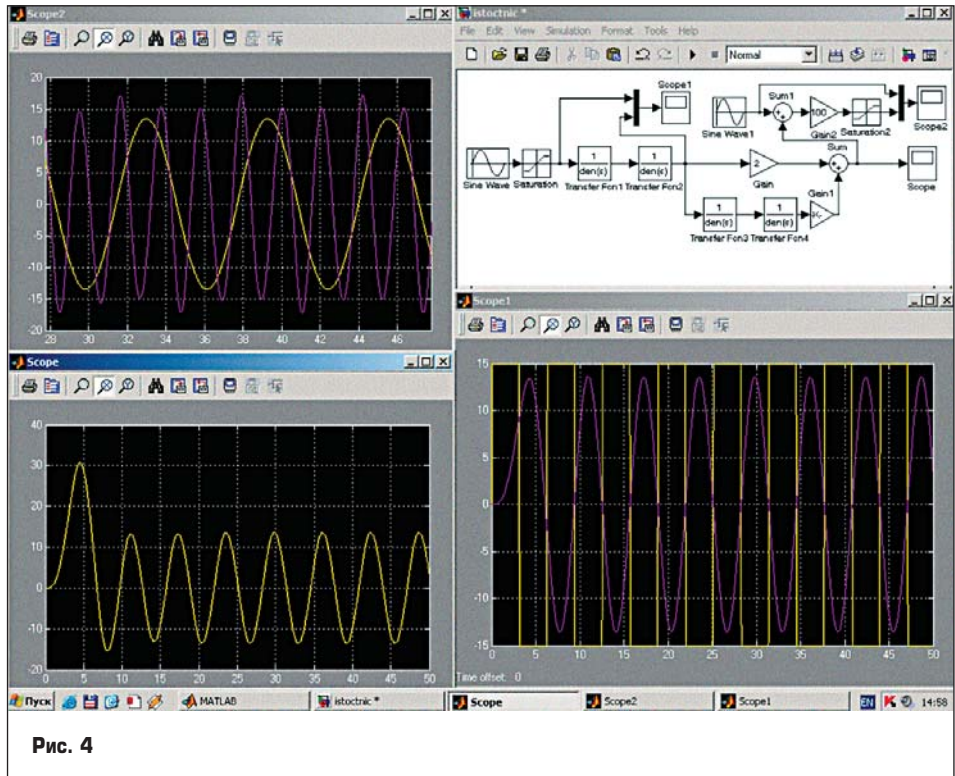


Рис. 4

#### Экспериментальная проверка полученных результатов

Для оценки корректности полученных результатов и экспериментального исследования предложенного источника эталонного напряжения в системе Matlab 6.5 Simulink 5 построена его математическая модель, представленная на рис. 4. Моделирование выполнено с замедлением по времени в 100 раз, что соответствует частоте входного синусоидального напряжения, генерируемого блоком Sine Wave в 1 рад/с. Начальная фаза напряжения выбрана нулевой. Ограничитель напряжения Saturation ограничивает синусоидальное напряжение на уровне  $\pm 15$  В. Фильтр Баттерворта 4-го порядка для упрощения моделирования представлен двумя блоками Transfer Fcn 1 и Transfer Fcn 2 с передаточными функциями  $W_1(s) = 1/(s^2 + a_1s + 1)$  и  $W_2(s) = 1/(s^2 + a_2s + 1)$  соответственно. Компенсатор представлен в модели усилителем Gain с коэффициентом 2, фильтром Баттерворта на блоках Transfer Fcn 3 и Transfer Fcn 4 с передаточными функциями  $W_1(p)$  и  $W_2(p)$  соответственно, усилителем Gain 1 с коэффициентом  $K = -1/W_0 = \sqrt{2}$  и сумматором Sum. Осциллограф Scope показывает процесс включения источника при амплитуде входного напряжения  $U_m = 220\sqrt{2}$  В. В переходном процессе наблюдается значительное превышение выходным напряжением расчетной амплитуды, равной согласно формуле (2)  $U_1 = 13,4995$  В. При построении фильтра и компенсатора на реальных операционных усилителях этот выброс выходного напряжения будет ими ограничен. Очевидно, что выброс выходного напряжения вызван компенсатором, поскольку фильтр Баттерворта не дает выброса выходного напряжения. Это показывает Scope1, на котором наблюдаются выходные напряжения фильтра и ограничителя.

Для оценки погрешности выходного напряжения источника Sum1 суммирует синусои-

дальное напряжение амплитудой  $U_1$  и начальной фазой 0 с генератора Sine Wave 1 с выходным напряжением источника, имеющим фазу  $180^\circ$ . Через усилитель Gain 2 с коэффициентом 100 и ограничитель Saturation 2, срезающий начальный выброс для получения удобного масштаба по оси y, разница напряжений подается на Scope2. Туда же подано и напряжение первой гармоники с блока Sine Wave 1. Рассматривая процессы на экране Scope2, можно видеть, что ошибка выходного напряжения представляет в основном третью его гармонику, амплитуда которой  $U_3$  составляет приблизительно 0,012 от амплитуды первой гармоники  $U_1$ . Это согласуется с теоретическим результатом 1,2%, полученным выше. Можно видеть также наличие в ошибке первой гармоники весьма малой амплитуды (примерно 0,2% от  $U_1$ ) и отстающей от первой гармоники выходного напряжения на  $90^\circ$ . Причина ее существования не вполне ясна, а малость не вызывает потребности в исследовании.

Изменение амплитуды входного напряжения на  $\pm 20\%$  не приводит практически к каким-либо изменениям в выходном напряжении, что легко усмотреть на экране Scope2, не претерпевающим никаких изменений.

Увеличение и уменьшение частоты на 1% тоже не приводит к заметным изменениям, что видно из рис. 5 и 6 соответственно, что подтверждает теоретический результат (рис. 3). Однако уже при повышении частоты на 3% в ошибку выходного напряжения появляется заметная первая гармоника (рис. 7). Амплитуда ее примерно 2% от  $U_1$ , что также хорошо согласуется с теоретическим значением.

Действительно, теоретическое значение амплитуды первой гармоники в ошибке выходного напряжения составляет в процентном отношении от амплитуды первой гармо-



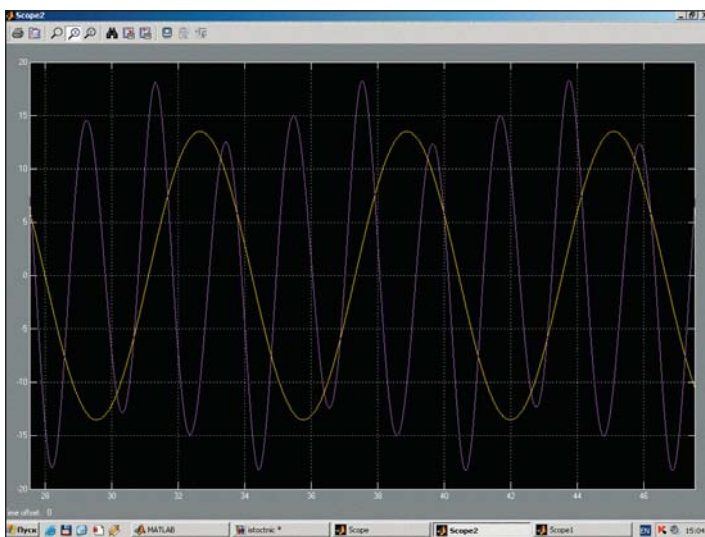


Рис. 5

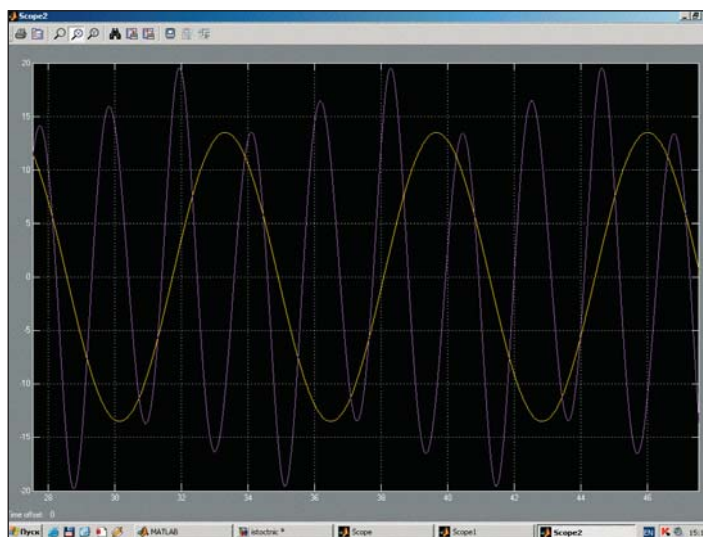


Рис. 6

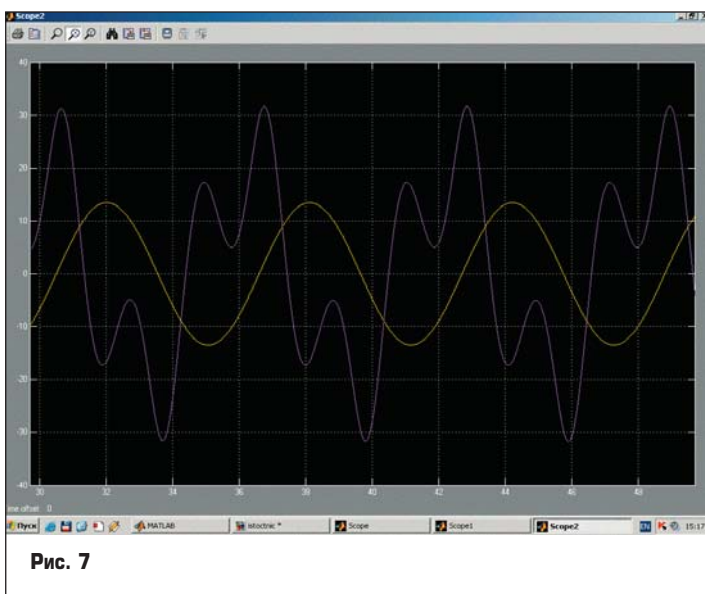


Рис. 7

ники выходного напряжения, равной  $U_1/\sqrt{2}$ , величину  $|W_\phi(j\omega)|\sqrt{2} + W_\phi(j\omega)] + 1 \times 100\%$ . При повышении частоты на 3% ( $\delta\omega = 0,03$ ) получаем 1,5%.

При известных значениях  $\delta A$  в процентном отношении и  $\Delta\phi$  в радианах эту величину можно определить по приближенному выражению:

$$\sqrt{(\delta A)^2 + (100\Delta\phi)^2},$$

дающему при малых  $\delta\omega$  практически тот же результат.

#### Выводы

Источник эталонного напряжения для импульсного стабилизатора напряжения переменного тока можно построить, используя весьма простые элементы.

Предложенная методика его расчета дает вполне удовлетворительный результат.

#### Литература

1. Тимченко Н. М., Жуков В. И. Импульсный стабилизатор переменного напряжения. Авторское свидетельство СССР № 472339, 1975.
2. Вавилов А. А., Солодовников А. И. Экспериментальное определение частотных характеристик автоматических систем. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: Мир, 1982.

## Новая серия источников питания Mean Well мощностью 1000 Вт

Компания Mean Well выпустила новую серию источников питания закрытого исполнения RSP-1000 мощностью 1000 Вт. Источники питания данной серии имеют функции коррекции мощности и параллельного подключения. Главная особенность источников RSP-1000 — их плоская форма и малая высота (1U) при высокой удельной мощности. Источники питания серии могут обеспечить стабильное и точное выходное напряжение даже при минимальном входном напряжении 100 В переменного тока. RSP-1000 имеет встроенную функцию подстройки выходного напряжения в пределах от 40 до 110% от номинала. Напряжение может подстраиваться подачей внешнего напряжения или при помощи резисторов.

Кроме стандартных функций дистанционного включения-выключения, дополнительного выходного напряжения 5 В (с током 0,5 А) и контроля вы-



ходного напряжения, RSP-1000 использует функцию ограничения постоянного тока в качестве защиты от перегрузки, что весьма полезно при емкостной или индуктивной нагрузке.

В случаях, когда требуется очень большая мощность, можно подключить до трех источников параллельно. Серия RSP-1000 применяется для питания оборудования производственной автоматики,

контрольно-измерительного оборудования, табло «бегущая строка» — везде, где требуется высокая мощность при ограничении габаритов.

Основные характеристики:

- Низкий профиль 1U.
- Высокая удельная мощность 10,67 Вт/дюйм<sup>3</sup>.
- Универсальный диапазон входных напряжений.
- Защита от короткого замыкания, перегрузки, превышения напряжения.
- Дистанционное включение-выключение и контроль выходного напряжения.
- Регулировка выходного напряжения в пределах 40–110% от номинала.
- Возможность параллельного подключения.
- Дополнительный выход 5 В/0,5 А.
- КПД до 90%.
- Габариты 295×127×41 мм.

[www.aviton.spb.ru](http://www.aviton.spb.ru)