АКАДЕМИЯ НАУК СССР
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
АВТОМЕТРИЯ

№ 3 1969

УДК 621.316.722.1

А. И. БЕСПАЛОВ, А. А. КОЛЬЦОВ

(Уфа)

МЕТОД ПОЛУЧЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Необходимость получения переменных опорных напряжений связана с широким их применением в компенсаторах переменного тока, в компенсационных стабилизаторах, для поверочных целей и т. д.

Описанные в литературе параметрические стабилизаторы на безынерционных нелинейных элементах [1] имеют малую собственную постоянную времени ($\tau \approx 0$), но значительно искажают форму кривой стабилизированного напряжения, что существенно ограничивает область их применения.

Параметрические стабилизаторы на инерционных нелинейных элементах [1], наоборот, обладают большой собственной постоянной времени τ, в результате чего пропускают толчки питающего напряжения. Кроме того, в зависимости от τ напряжение выхода содержит квадратурную составляющую основной гармоники и высшие гармонические составляющие; в результате зачастую необходима коррекция основной гармоники по фазе и фильтрация высших гармоник.

Ниже рассматриваются методы стабилизации переменных напряжений на основе функционального преобразования амплитуды синусоидального напряжения, позволяющие создать стабилизаторы переменного напряжения (тока), свободные от указанных недостатков известных стабилизаторов.

Функциональное преобразование амплитуды синусоидального напряжения, осуществляемое с помощью схемы, показанной на рис. 1, позволяет получить на выходе практически синусоидальное напряжение $U_ф$, амплитуда которого находится в заданной функциональной зависимости от амплитуды входного напряжения. Устройство работает следующим образом. Три напряжения [$U \sin \omega t$, снимаемое с обмотки w_1 трансформатора Тр, и напряжения $\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^{\frac{1}{\beta}} U \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)$ и $\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^{\frac{1}{\beta}} U \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$, где β — эквивалентный коэффициент нелинейности совокупности линейных и безынерционных нелинейных элементов, полученный суммированием напряжений обмоток w_2 трансформатора Тр с напряжением $U \cos \omega t$ выхода квадратурного устройства φ] преобразуются с помощью безынерционных нелинейных элементов в несинусоидальные напряжения, связанные с преобразуемым зависимостью, определяющейся характером нелинейности. Если указанные падения напряжения представить в виде сумм гармонических составляющих

$$\sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin k\omega t; \quad \frac{\sqrt{2}}{2}\sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin k\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right);$$
$$\frac{\sqrt{2}}{2}\sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin k\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right), \tag{1}$$

где k — нечетное число; U_k — коэффициенты гармонического ряда, то при сложении получится зависимость

$$U_ф = \sum_{k=1}^{\infty}\left(1 + \sqrt{2}\cos k\frac{\pi}{4}\right) U_k \sin k\omega t. \tag{2}$$

Так как при $k=1, 7, 9, 15, 17 \ldots \sqrt{2}\cos k\frac{\pi}{4} = +1$, а при $k=3, 5, 11, 13 \ldots \sqrt{2}\cos k\frac{\pi}{4} = -1$, выражение (2) преобразуется в следующее:

$$U_ф = 2U_1 \sin\omega t + \sum_{k=7}^{\infty} 2U_k \sin k\omega t \approx 2aU^{\beta}\sin\omega t, \tag{3}$$

где U_1 — амплитуда первой гармонической составляющей; $k=7, 9, 15, 17, \ldots$; a — коэффициент функционального преобразования, зависящий от параметров нелинейных элементов и активных сопротивлений. Напряжение $U_ф$ есть сумма напряжений на сопротивлениях R_4, R_5, R_6.

При указанном способе формирования напряжения $U_ф$ компенсируются третьи и пятые гармонические составляющие преобразованных напряжений. Амплитуда остальных гармоник невелика и при соответствующем выборе коэффициента β может не превышать одного процента амплитуды первой гармоники.

Следует отметить, что обычное преобразование с помощью нелинейных элементов (схем их содержащих) синусоидального напряжения приводит к резкому его искажению, причем наиболее значительными по величине оказываются именно третьи и пятые гармонические составляющие преобразованного напряжения.

Схема (рис. 2), в состав которой входит рассмотренный функциональный преобразователь, позволяющий получить зависимость $2aU^{\beta}\sin\omega t$, обладает стабилизирующими свойствами. Стабилизированное напряжение получается как разность

$$U_{вых} = U_з - U_R = \lambda U \sin\omega t - 2aU^{\beta}\sin\omega t, \tag{4}$$

где $\lambda U \sin\omega t$ — напряжение, снимаемое с обмотки w_3. Если выражение (4) продифференцировать и приравнять нулю, найдем

$$\lambda = 2a\beta U^{\beta-1}. \tag{5}$$

Таким образом, напряжение на выходе стабилизатора будет равно

$$U_{вых} = 2a\beta UU^{\beta-1} - 2aU^{\beta} = 2aU^{\beta}(\beta-1). \tag{6}$$

Можно показать, что при изменении напряжения U, пропорционального напряжению входа, на δU (δ — относительное изменение напряжения U) коэффициент стабилизации будет составлять

$$K = \frac{\beta - 1}{\frac{\beta(\beta-1)}{2!}\delta + \frac{\beta(\beta-1)(\beta-2)}{3!}\delta^2 + \cdots + \frac{\beta(\beta-1)\cdots(\beta-n)}{(n+1)!}\delta^n}. \qquad (7)$$

Таким образом, стабилизатор обладает высоким коэффициентом стабилизации при малых относительных изменениях входного напряжения.

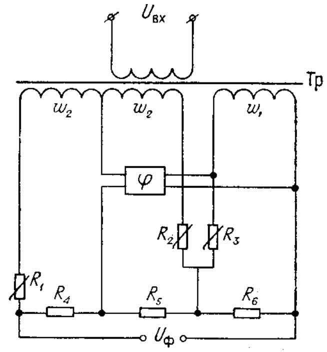


Рис. 1.

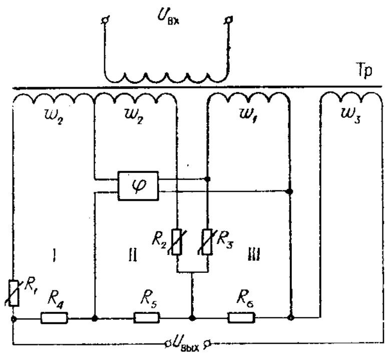


Рис. 2.

Рассмотрим работу стабилизатора при $\beta=2$. Такое значение β можно получить, используя для этой цели тиритовые резисторы. В этом случае выражения (1) будут иметь вид:

$$y_1(\omega t) = \frac{8U^2}{\pi}\left[\frac{\sin\omega t}{3} - \frac{\sin 3\omega t}{1\cdot 3\cdot 5} - \cdots - \frac{\sin n\omega t}{(n-2)n(n+2)} - \cdots\right];$$

$$y_2\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) = \frac{8U^2}{\sqrt{2}\pi}\left[\frac{\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)}{3} - \frac{\sin 3\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)}{1\cdot 3\cdot 5} - \cdots - \frac{\sin n\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)}{(n-2)n(n+2)} - \cdots\right]; \qquad (8)$$

$$y_3\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) = \frac{8U_2}{\sqrt{2}\pi}\left[\frac{\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)}{3} - \frac{\sin 3\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)}{1\cdot 3\cdot 5} - \cdots - \frac{\sin n\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)}{(n-2)n(n+2)} - \cdots\right].$$

Сложив зависимости (8) и ограничившись 9-й гармоникой, получим

$$y(\omega t) = U_R = \frac{16U^2}{3\pi}\left[\sin\omega t - \frac{\sin 7\omega t}{105} - \frac{\sin 9\omega t}{231}\right]. \qquad (9)$$

Из выражения (9), во-первых, видно, что в напряжении имеются кроме основной только седьмая и девятая гармоники. Во-вторых, отношение амплитуд указанных гармоник к амплитуде основной крайне невелико и составляет соответственно 0,01 и 0,005. Частоты и фазы напряжений U и U_R совпадают, амплитуда же напряжения U_R пропорциональна квадрату напряжения входа.

Из выражений (6) и (7) определяются напряжение выхода стабилизатора

$$U_{\text{вых}} = a\, U^2 \tag{10}$$

и коэффициент стабилизации

$$K = \frac{1}{\delta}. \tag{11}$$

Следует отметить, что на работу такого стабилизатора в значительной степени влияет содержание высших гармонических составляющих в напряжении входа. Например, если при $\beta=2$ содержание третьей гармоники относительно первой составляет m, то напряжение U_R изменится на величину

$$\Delta\, U_R = \frac{a\, U^2}{4}\left(\frac{8\,m}{15} - \frac{36\,m^2}{35}\right), \tag{12}$$

что составит 2,5% при 5% содержании третьей гармоники в напряжении $U_{\text{вх}}$.

Рассмотрим еще один способ стабилизации переменных напряжений, в основу которого положен метод функционального преобразования амплитуды переменного напряжения. Разложив в ряд Фурье функцию

$$y = \begin{cases} U_m \sin\omega t & \text{при } 0 \leqslant \omega t \leqslant \alpha; \\ U_m \sin\alpha & \text{при } \alpha \leqslant \omega t \leqslant \pi - \alpha; \\ U_m \sin\omega t & \text{при } \pi - \alpha \leqslant \omega t \leqslant \pi, \end{cases}$$

представляющую собой синусоиду, ограниченную на уровне $A = U_m \sin\alpha$ прямой, параллельной оси абсцисс, получим

$$y = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4\,A}{\pi\,(k^2 - k)}\left(\cos k\,\alpha - k\,\frac{\sin k\,\alpha}{\operatorname{tg}\alpha}\right)\sin k\,\omega\, t, \tag{13}$$

где $k = 1, 3, 5, 7, 9, \ldots$. Компенсация третьей и пятой гармонических составляющих в рассматриваемом стабилизаторе (рис. 3) производится описанным выше методом.

Как показали дальнейшие исследования, существенное снижение процентного содержания седьмой и девятой гармоник, еще заметных в напряжении выхода стабилизатора, может быть достигнуто соответствующим выбором угла α. Приравнивая с этой целью сомножитель

$$f\,(\alpha) = \cos k\,\alpha - k\,\frac{\sin k\,\alpha}{\operatorname{tg}\alpha} \tag{14}$$

функции (13) нулю при $k=7$ и $k=9$, можно найти углы (α_7 и α_9), при которых седьмая или девятая гармоники будут отсутствовать.

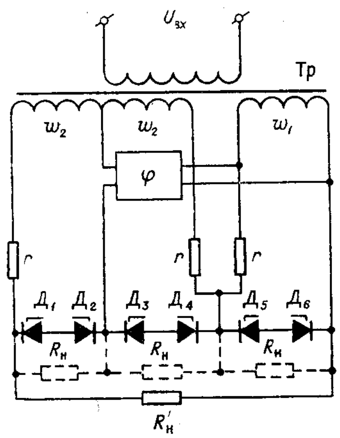
По графику (рис. 4) можно определить необходимый угол ограничения α с заранее выбранным процентным содержанием гармоник. В диапазоне изменения угла ограничения α от 23,5 до 27° форма кривой стабильного напряжения отличается от синусоидальной в любой точке не более чем на 2%, что по ГОСТу 1845—59 удовлетворяет требованиям при поверке приборов как выпрямительной, так и других систем. Коэффициент искажения формы кривой при этом равен $K_{и} = \frac{U_1}{U} \approx$ $\approx 0{,}9998$.

По заданной величине амплитуды ограничения и углу ограничения α определяется амплитуда входного напряжения

$$U_{вх} = \frac{A}{\sin \alpha}. \qquad (15)$$

Амплитуда основной гармонической составляющей выходного напряжения находится по формуле

$$U_{вых} = U_{m1} = \frac{2A}{\pi}\left(\cos \alpha + \frac{\alpha}{\sin \alpha}\right). \qquad (16)$$



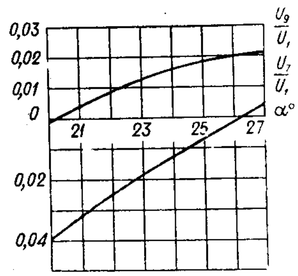


Рис. 4.

Рис. 3.

Одним из важнейших параметров стабилизатора является коэффициент стабилизации K, который в данном случае равен

$$K = \frac{\cos^2 \alpha + \frac{\alpha}{\operatorname{tg} \alpha}}{1 - \sin^2 \alpha - \frac{\alpha}{\operatorname{tg} \alpha}}. \qquad (17)$$

Из выражения (17) следует, что коэффициент стабилизации $K = \infty$ при $\alpha = 0$ плавно убывает до $K = 1$ при $\alpha = \frac{\pi}{2}$; в диапазоне изменения α от 23,5 до 27° $K \approx 20$.

Определим величину отношения напряжения выхода к напряжению входа:

$$\psi = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} = \frac{\sin 2\alpha + 2\alpha}{\pi}. \qquad (18)$$

Коэффициент ψ изменяется от 0 при $\alpha = 0$ до 1 при $\alpha = \frac{\pi}{2}$. При $23{,}5° \leqslant \alpha \leqslant 27°$ $\psi \approx 0{,}5$.

Если найти соотношение между сопротивлением нагрузки каждой ветви $R_н$ и балластным сопротивлением r

$$r = \frac{R_н (1 - \sin \alpha)}{\sin \alpha}, \qquad (19)$$

можно определить к. п. д. (к. п. д. квадратурного устройства принимается равным 1) как

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{4}{\pi^2} \left(\cos\alpha + \frac{\alpha}{\sin\alpha}\right)^2 (1 - \sin\alpha) \sin\alpha, \tag{20}$$

где $P_{вых}$ — выходная мощность; $P_{вх}$ — входная мощность. При $23{,}5° \leqslant \alpha \leqslant 27°$ к. п. д. $\eta \approx 0{,}4$.

Стабилизатор может работать в таком диапазоне частот, в котором квадратурное устройство φ сохраняет свои свойства. В частности, могут быть применены квадратурные устройства [2, 3], позволяющие работать в диапазоне частот от десятков до сотен и более герц, или любые другие.

Здесь не приводятся данные ограничителей синусоидального напряжения, так как они хорошо изучены и успешно применяются на практике.

Сравнивая характеристики описанного стабилизатора с известными параметрическими стабилизаторами, можно сделать вывод, что он обладает положительными качествами инерционных (практически не нарушает синусоидальности входного напряжения) и безынерционных (реагирует как на медленные, так и на быстрые изменения входного напряжения) стабилизаторов. Кроме того, он имеет высокий к. п. д. при большом коэффициенте стабилизации, что трудно достижимо в известных параметрических стабилизаторах на нелинейных сопротивлениях.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. М. Илюкович и Б. Р. Шульман. Стабилизаторы и стабилизированные источники питания переменного тока. М., «Энергия», 1965.
2. А. А. Кольцов, В. М. Сапельников, А. И. Беспалов. Фазосдвигающее устройство для компенсаторов переменного тока.— ИВУЗ, Приборостроение, 1967, № 7.
3. А. А. Кольцов, В. М. Сапельников, А. И. Беспалов. Квадратурное устройство. Авторское свидетельство № 211884.— ИПОТЗ, 1968, № 8.

Поступила в редакцию
3 июля 1967 г.,
окончательный вариант
12 сентября 1968 г.