

Майре ОЯВЭЭР, В. САРВ

АНАЛИЗ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ В ИНДУКТИВНО-КЛЮЧЕВОЙ ЦЕПИ НЕПРЕРЫВНОГО АМПЛИТУДНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Вопрос об улучшении качества выходных тока и напряжения, а также тока питания разнообразных гибкоуправляемых статических преобразователей параметров электроэнергии становится все более актуальным в связи с быстрым расширением их применения. Хотя этот вопрос можно решить и с помощью реактивных фильтров, более перспективным для этой цели является амплитудное регулирование [1-3]. В данной статье предлагается и характеризуется новый эффективный способ непрерывного амплитудного регулирования переменного напряжения, при котором формируется многоступенчатый выходной ток, близкий к синусоидальному. Практически это реализуется ключевым регулятором, индуктивность сглаживающего дросселя которого изменяется скачкообразно путем переключения его витков столько раз, сколько требуется ступеней в форме выходного тока в течение полупериода. Основная цель статьи состоит в выяснении преобразовательных процессов в регуляторе.

При аппроксимации синусоиды ступенчатой функцией оптимальные значения параметров ступеней определяются из условия подавления самых низких из высших гармоник [4, 5].

Ступенчатое выходное напряжение можно разложить в ряд Фурье

$$u_R(\omega t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0,1,2,\dots}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \left[B_1 + (B_2 - B_1) \cos(2k+1) \frac{\pi}{2n} + \dots + \right. \\ \left. + (B_n - B_{n-1}) \cos(2k+1) \frac{\pi(n-1)}{2n} \right] \sin(2k+1) \omega t \quad (1)$$

или записать в ступенном выражении

$$u_R(\omega t) = B_m(\omega t), \quad (2)$$

где n — число ступеней, $\pi/2n$ — ширина, B_m — амплитуда.

Приравняв нулю коэффициенты гармоник, близких к основной, получим системы уравнений, решение которых даст выражения для вычисления амплитуды и угла начала ступени [4, 5].

$$B_m = B_n \frac{\sin \frac{\pi(2m-1)}{4n}}{\cos \frac{\pi}{4n}}, \quad (3)$$

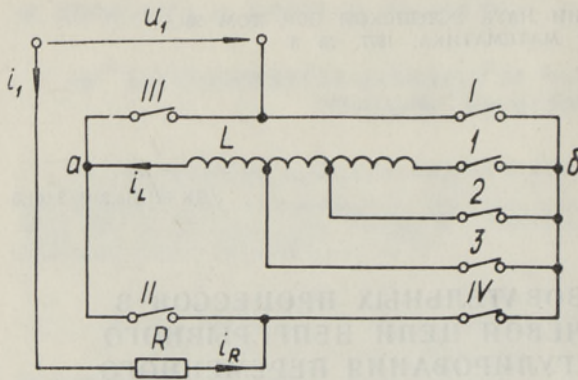


Рис. 1

Проанализируем работу схемы на рис. 1 при синусоидальном напряжении питания $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ и активной нагрузке R , полагая, что индуктивность сглаживающего дросселя $L = \infty$ и все полностью управляемые ключи идеальны.

Предлагаемая новая схема отличается от известных схем [1, 2] тем, что обмотка сглаживающего дросселя L имеет в общем случае $(n - 1)$ дополнительных выводов. Присоединяя эти выводы и один конец обмотки дросселя через ключи к положительному или отрицательному зажиму управляемого моста, можно периодически изменять число витков дросселя и получать n -ступенчатую форму тока нагрузки. (В схеме на рис. 1 $n = 3$.) Регулирование среднего и действующего выходных напряжений осуществляется, как и в случае известных схем с неизменной индуктивностью в диагонали тиристорного моста [1, 2], изменением угла управления α . Формирование многоступенчатого тока обусловливается тем, что магнитный поток Φ и энергия W_m , накопленная в магнитном поле дросселя, не могут изменяться скачкообразно. Это обстоятельство, в свою очередь, делает невозможным скачкообразное изменение намагничивающей силы

$$F_L = i_L \omega(t) = |i_R| \omega(t) = 2W_m / \Phi, \quad (5)$$

где $\omega(t)$ — число витков дросселя L , включенных в данный момент в диагональ выпрямленного тока; i_L и i_R — мгновенные значения тока дросселя и нагрузки, которые из-за принудительной коммутации ключей по абсолютной величине равны, т. е. $i_L = |i_R|$. Следовательно, скачкообразное изменение числа витков $\omega(t)$ вызывает скачкообразное изменение токов i_L и i_R .

Желаемые амплитуды ступеней тока получаются выбором числа витков отдельных секций обмотки дросселя, их ширина определяется выбором ширины коммутационных функций ключей в диагонали выпрямленного тока.

Временные диаграммы, характеризующие процесс обмена энергии в анализируемой схеме при $\alpha = \pi/3$, приведены на рис. 2, где u_1 — напряжение питания, α — угол управления (или угол отпирания ключей моста I—IV), $q_I, q_{II}, q_{III}, q_{IV}$ — коммутационные функции ключей моста, q_1, q_2, q_3 — коммутационные функции ключей в диагонали выпрямленного тока, $q = q_I - q_{III} = q_{II} - q_{IV}$; $qu_1 = |u_R| + u_L$; u_L, i_L — напряжение и ток сглаживающего дросселя, u_R, i_R — напряжение и ток нагрузки, i_I, i_{II} ; u_I, u_{II} — ток и напряжение ключей I и II, $p_R = u_R i_R$;

$$\Theta_m = \pi(m - 1) / 2n, \quad (4)$$

где Θ_m — угол начала ступени (при $n \rightarrow \infty$ $\Theta_m = \omega t$; $B_m = B_n \sin \omega t$).

Схема однофазного ключевого регулятора переменного напряжения в случае трехступенчатой формы выходного тока показана на рис. 1. Выбором оптимальных параметров ступеней можно устранить в выходном токе все высшие гармоники ниже 13-й [4].

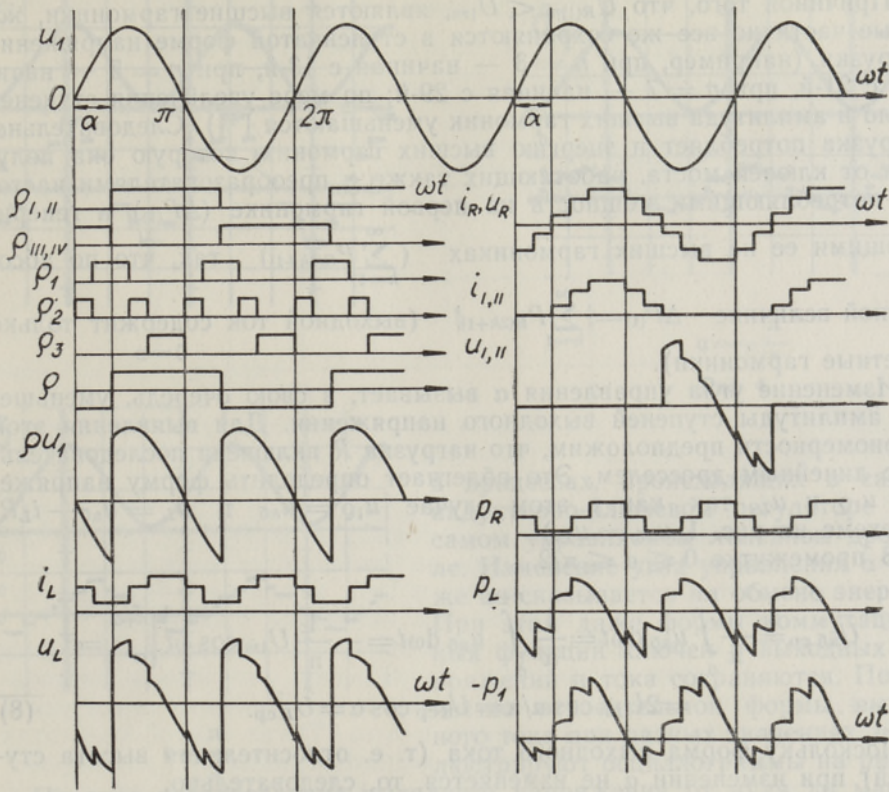


Рис. 2.

$p_L = u_L i_L$; $p_1 = -u_1 i_R$ — мощности нагрузки, дросселя и источника питания.

На основе выражений (3) и (4) можно вычислить углы начала и амплитуды ступеней при $\alpha = 0$ [4, 5]:

$$\begin{aligned} \Theta_2 &= \pi/6, & B_1 &= 0,261 U_{R(1)m}, \\ \Theta_3 &= \pi/3, & B_2 &= 0,7135 U_{R(1)m}, \\ & & B_3 &= 0,9745 U_{R(1)m}, \end{aligned}$$

где $U_{R(1)m}$ — амплитуда первой гармоники выходного напряжения.

В анализируемом случае $\alpha = \pi/3$ и ключ 1 следует отпирать при углах $\{\alpha - \pi/6 + l\pi\}$, ключ 2 — при $\{\alpha + \pi/6 + l\pi/2\}$ и ключ 3 — при $\{\alpha + \pi/3 + l\pi\}$, где $l = 0, 1, 2, \dots$. Это определяет и временные диаграммы коммутационных функций ключей.

Для выяснения картины преобразовательного процесса в схеме необходимо определить соотношения между $U_{R(1)m}$, U_{1m} и α .

При $\alpha = 0$

$$U_{R \text{ ср}} = U_{1 \text{ ср}} = 2U_{1m}/\pi. \tag{6}$$

Среднее значение выходного напряжения

$$U_{R \text{ ср}} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^n B_m. \tag{7}$$

При $n = 3$ имеем $U_{R \text{ ср}} = 0,65 U_{R(1)m}$, откуда вытекает, что $U_{R(1)m} = 0,98 U_{1m}$.

Причиной того, что $U_{R(1)m} < U_{1m}$, являются высшие гармоники, которые частично все же сохраняются в ступенчатой форме напряжения нагрузки (например, при $n = 3$ — начиная с 13-й, при $n = 5$ — начиная с 21-й, при $n = 7$ — начиная с 29-й; по мере увеличения ступеней число и амплитуда высших гармоник уменьшаются [4]). Следовательно, нагрузка потребляет и энергию высших гармоник, которую она получает от ключей моста, работающих также и преобразователями частоты, потребляющими мощность на первой гармонике ($\Delta P_{(1)}$) и генерирующими ее на высших гармониках ($\sum_{h=1}^{\infty} P_{R(2h+1)}$) так, что по абсолютной величине $\Delta P_{(1)} = \left| \sum_{h=1}^{\infty} P_{R(2h+1)} \right|$ (выходной ток содержит только нечетные гармоники).

Изменение угла управления α вызывает, в свою очередь, уменьшение амплитуды ступеней выходного напряжения. Для выявления этой закономерности предположим, что нагрузка R включена последовательно с линейным дросселем. Это облегчает определить форму напряжений u_{1Q} и u_L , так как в этом случае $u_{1Q} = u_{aB}$ и $u_L = u_{aB} - i_L R$. (В схеме на рис. 1 $u_{aB} = u_L$.)

В промежутке $0 \leq \alpha \leq \pi/2$

$$U_{aB \text{ ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_{aB} d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} u_{aB} d\omega t = -\frac{1}{\pi} U_{1m} \cos \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \\ = 2U_{1m} \cos \alpha / \pi = U_{1 \text{ ср}} \cos \alpha = U_{R \text{ ср}}. \quad (8)$$

Поскольку форма выходного тока (т. е. относительная высота ступеней) при изменении α не изменяется, то, следовательно,

$$B_n |_{\alpha \neq 0} = B_n |_{\alpha = 0} \cos \alpha. \quad (9)$$

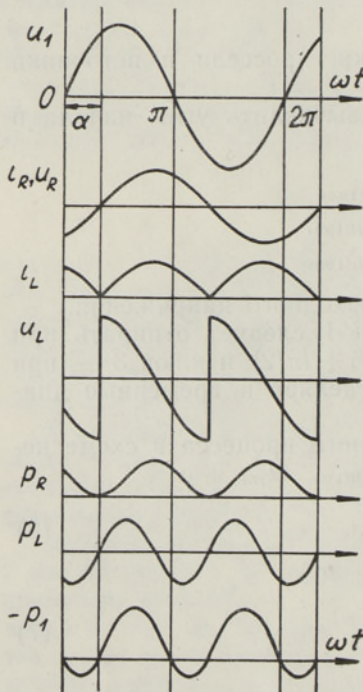


Рис. 3.

В рассматриваемом случае $\alpha = \pi/3$ и $U_{R(1)m} = 0,98 U_{1m} \cos \alpha = 0,49 U_{1m}$. Приведенные выражения позволяют изобразить формы токов и напряжений всех элементов схемы (см. рис. 2).

Временные диаграммы мощностей на рис. 2 иллюстрируют процесс обмена энергии. В течение $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \pi/2$ нагрузка потребляет не всю энергию источника питания, остаток ее накапливается в дросселе. В промежутке $\alpha + \pi/2 \leq \omega t \leq \pi$ нагрузка питается как от источника питания, так и от дросселя, а в течение $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ — только от дросселя. Остаток накопленной энергии возвращается в источник питания.

Интересно отметить, что при варьировании числа ступеней меняются лишь конкретные формы токов и напряжений, а общий характер обмена энергии между источником питания, нагрузкой и регулятором остается таким же (см. рис. 3 при $n = \infty$), как и в схеме, где регулятор замещен управляемым линейным дросселем. Различия наблюдаются только

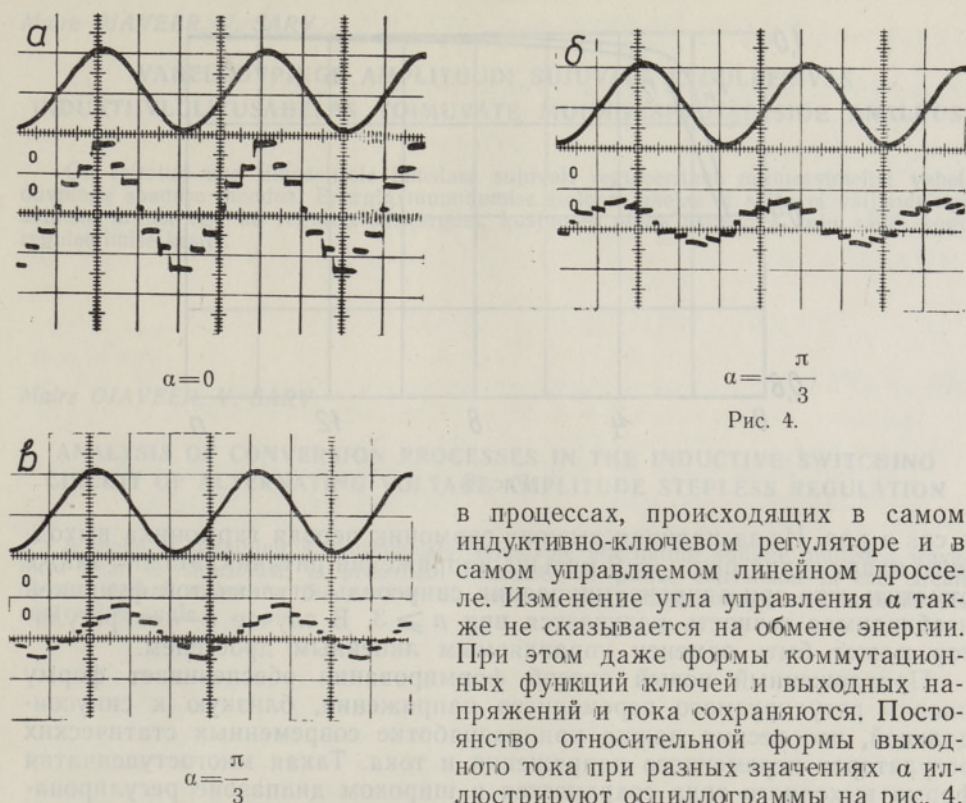


Рис. 4.

в процессах, происходящих в самом индуктивно-ключевом регуляторе и в самом управляемом линейном дросселе. Изменение угла управления α также не сказывается на обмене энергии. При этом даже формы коммутационных функций ключей и выходных напряжений и тока сохраняются. Постоянство относительной формы выходного тока при разных значениях α иллюстрируют осциллограммы на рис. 4.

Плавное регулирование выходного напряжения от нуля до максимального значения достигается изменением угла управления α в пределах $0 \leq \omega t \leq \pi/2$ или $-\pi/2 \leq \omega t \leq 0$. Зависимость $U_{R(1)m}/U_{1m}$ от α при разных значениях числа ступеней n выходного напряжения показана на рис. 5. При $\alpha \geq 0$ регулирование сопровождается потреблением, при $\alpha \leq 0$ — генерированием реактивной энергии. Угол сдвига между синусоидальным напряжением питания и первой гармоникой тока $\varphi = \alpha$.

Рис. 6 изображает зависимость коэффициента искажения

$$k_{\text{и}} = U_{R(1)}/U_R \quad (10)$$

и к. п. д. выделения первой гармоники $\eta_1 = k_{\text{и}}^2$ от числа ступеней n выходного напряжения. Здесь эффективное значение выходного напряжения выражается в виде

$$U_R = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{m=1}^n B_m^2}. \quad (11)$$

Из рис. 5 и 6 также видно, что трехступенчатая функция достаточно хорошо аппроксимирует синусоидальную форму.

На основе вышеизложенного можно заключить, что характер обмена энергии в регуляторе не зависит ни от числа ступеней в форме выходного напряжения, ни от угла управления. При $n = \text{const}$ и $\alpha = \text{var}$ форма выходного тока сохраняется во всем диапазоне регулирования, лишь амплитуды ступеней уменьшаются

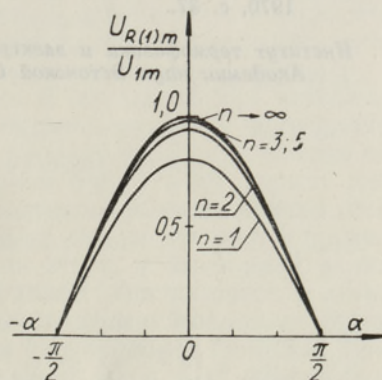


Рис. 5.

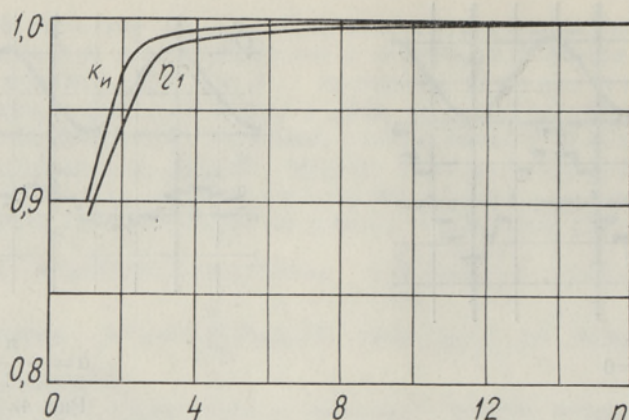


Рис. 6.

в $\cos \alpha$ раз. Из-за наличия высших гармоник первая гармоника выходного напряжения при $\alpha = 0$ меньше напряжения питания. Можно также отметить, что при аппроксимировании синусоиды ступенчатой функцией необходимая точность получается при $n \geq 3$. В случае $n \rightarrow \infty$ регулятор может быть заменен управляемым линейным дросселем.

Предложенный новый способ формирования обеспечивает форму плавно регулируемого переменного напряжения, близкую к синусоидальной, что весьма важно при разработке современных статических регуляторов переменного напряжения и тока. Такая многоступенчатая форма выходного тока сохраняется в широком диапазоне регулирования и достигается относительно простым путем — ключевой схемой лишь с одним индуктивным накопителем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Emanuel-Eigeles A., Erlicki M. S., IEEE Trans. Industry and General Applications, **IGA-4**, No. 4, 447 (1968).
2. Lepp, V. R., Sibgatulin K. M., Cherkasov J. N., Current stabilizer having a saturable reactor in the mode of forced magnetization, United States Patent No. 3 845 380, Oct. 29, 1974.
3. Оявээр М., Сарв В., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., **25**, 392 (1976).
4. Тонкаль В. Е., Липковский К. А., Мельничук Л. П., Способы улучшения качества выходного напряжения автономных инверторов, Киев, пре-принт-49 ИЭД АН УССР, 1972.
5. Тонкаль С. С., В сб.: Проблемы технической электродинамики, вып. 24, Киев, 1970, с. 37.

Институт термофизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
14/VI 1976

Maire OJAVEER, V. SARV

VAHELDUVPINGE AMPLITUUDI SUJUVALT REGULEERIVAS INDUKTIIVLÜLITUSAHELAS TOIMUVATE MUUNDUSPROTSESSIDE ANALÜÜS

On esitatud uus siinuselisele lähedase sujuvalt reguleeritava mitmeastmelise vahelduvpinge saamise moodus. Energia muundumise iseloom ahelas ei sõltu ei väljundpinge astmete arvust ega ka reguleerimisnurgast, kusjuures pinge astmeline kuju säilib kogu reguleerimise kestel.

Maire OJAVEER, V. SARV

ANALYSIS OF CONVERSION PROCESSES IN THE INDUCTIVE SWITCHING CIRCUIT OF ALTERNATING VOLTAGE AMPLITUDE STEPLESS REGULATION

A mode of obtaining a continuously adjustable alternating voltage multistep waveform near to sinusoidal, is presented. Processes of power conversion in the circuit do not depend either on the number of steps in the output voltage waveform or the controlling angle.