

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

В. В. ВАРДАНИЯ

АНАЛИЗ ПУЛЬСАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ
 ИМПУЛЬСНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В источниках вторичного электропитания в качестве силовой части нашли широкое применение импульсные регуляторы постоянного напряжения (ИРПН). Анализу установившихся и переходных процессов в ИРПН посвящено много работ зарубежных и отечественных авторов, использующих как аналитические, так и машинные методы расчета. Однако, в этих работах, в основном, рассматриваются однотактные понижающие, повышающие и полярно-реверсирующие ИРПН и не дается общего подхода к анализу указанных устройств.

В [1] сравнением между собой указанных трех типов регуляторов выявлены некоторые закономерности, позволяющие подойти к обобщенному анализу ИРПН. Предположено, что все элементы импульсных регуляторов идеальны, а емкость C выходного фильтра достаточно велика. Используя известное условие равенства нулю средних за период T значений напряжения на дросселе и тока через конденсатор, в [1] получены выражения для статического коэффициента K передачи напряжения в режиме непрерывных ($K_{нпр.}$) и прерывистых ($K_{пр.}$) токов дросселя, а также граничного значения $d_{гp.}$ характеристического параметра d ($d = 2L_1 / (R_n \cdot T)$), где L_1 — индуктивность дросселя, R_n — сопротивление нагрузки:

$$K_{нпр.} = \frac{a_1 \gamma + a_2 (1 - \gamma)}{b_1 \gamma + b_2 (1 - \gamma)}; \quad (1)$$

$$K_{пр.} = \frac{a_2 + b_1 (b_1 a_2 - b_2 a_1) \frac{\gamma^2}{d}}{2b_2} +$$

$$+ \sqrt{\left[\frac{a_2 + b_1 (b_1 a_2 - b_2 a_1) \frac{\gamma^2}{d}}{2b_2} \right]^2 + \frac{(b_2 a_1 - b_1 a_2) \gamma^2}{b_2 d}}; \quad (2)$$

$$d_{гp.} = (1 - \gamma) \gamma \frac{a_2 b_2 - a_1 b_1}{a_1 \gamma + a_2 (1 - \gamma)}; \quad (3)$$

a_1 , a_2 , b_1 и b_2 — классификационные коэффициенты конфигурации ИРПН, методика определения которых приведена в [2]; γ — коэффициент заполнения управляющих импульсов.

Важным выходным параметром ИРПН является напряжение пульсаций на выходном конденсаторном фильтре. Знание этого параметра определяет возможность применения источника питания, и состав которого входит ИРПН, для питания тех или иных электронных устройств.

Пульсация выходного напряжения, в основном, оценивается по величине размаха ΔU_c или по эффективному значению U_c [3].

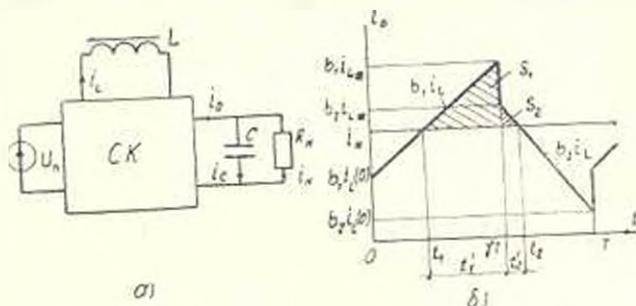


Рис. 1.

На рис. 1а представлена блок-схема ИРПН, где СК — силовой коммутатор, L — дроссель, C — конденсатор выходного фильтра. Входным напряжением ИРПН является напряжение U_n источника питания, а выходным — напряжение U_n на конденсаторе C , к которому подключен нагрузочный резистор R_n [1]. Из рассмотрения блок-схемы следует:

$$i_o(t) = i_c(t) + i_n(t), \quad (4)$$

где i_o , i_c , i_n — соответственно, выходной ток силового коммутатора, ток через конденсатор C и ток нагрузки; t — текущее время.

Учитывая, что $i_c = C \frac{dU_c}{dt}$, можем записать:

$$U_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t [i_o(t) - i_n(t)] dt. \quad (5)$$

Так как на интервале $0 \leq t \leq (\gamma T)$ $i_o = b_1 i_L$, а на интервале $(\gamma T) \leq t \leq T$ $i_o = b_2 i_L$ [1], то в общем случае, в установившемся режиме выходной ток i_o можно представить кривой, показанной на рис. 1б.

Из рассмотрения (5) и рис. 1б следует, что площадь, ограниченная кривой тока i_o и тока i_n (заштрихованный участок на рис. 1б) и деленная на емкость C , есть размах ΔU_c пульсаций напряжения на выходном конденсаторе:

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} (S_1 + S_2), \quad (6)$$

где S_1 и S_2 — площади заштрихованных участков на рис. 1б.

Легко заметить, что

$$S_1 = \frac{1}{2} (b_1 i_{Lm} - i_n) \cdot t_1; \quad (7)$$

$$S_2 = \frac{1}{2} (b_2 i_{Lm} - i_n) \cdot t_2. \quad (8)$$

где i_{Lm} — максимальное значение тока дросселя.

Из [1] известно, что ток через дроссель определяется:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(0) + \frac{a_1 - b_1 K}{L} U_n t & \text{при } (0)_+ \leq t \leq (\gamma T)_-; \\ i_{Lm} - \frac{a_2 - b_2 K}{L} U_n (t - \gamma T) & \text{при } (\gamma T) \leq t \leq (T)_-; \end{cases} \quad (9)$$

$$i_L(0) = \frac{U_n}{R_n} \left[\frac{K}{b_1 \gamma - b_2 (1 - \gamma)} - \frac{a_1 - b_1 K}{d} \gamma \right]; \quad (10)$$

$$i_{Lm} = \frac{U_n}{R_n} \left[\frac{K}{b_1 \gamma + b_2 (1 - \gamma)} + \frac{a_1 - b_1 K}{d} \gamma \right], \quad (11)$$

где $i_L(0)$ — начальное значение тока дросселя.

Решением уравнения $b_1 i_L(t) = i_n$ на первом поддиапазоне определяется величина t_1 ($t_1 = \gamma T - t_1$), а решением уравнения $b_2 i_L(t) = i_n$ на втором поддиапазоне определяется момент времени t_2 ($t_2 = t_2 - \gamma T$) (рис. 16). Подставляя полученные значения t_1 и t_2 в уравнения (7) и (8), с учетом (10), (11) и $i_n = K U_n / R_n$ для режима непрерывных токов получим:

$$S_1 = \frac{U_n T^2}{8L} \frac{b_1}{a_1 - b_1 K} \left[\frac{K(b_1 - b_2)(1 - \gamma)d}{b_1 [b_1 \gamma + b_2 (1 - \gamma)]} + \gamma (a_1 - b_1 K) \right]^2; \quad (12)$$

$$S_2 = - \frac{U_n T^2}{8L} \frac{b_2 \gamma^2}{a_2 - b_2 K} \left[\frac{K(b_2 - b_1)d}{b_2 [b_1 \gamma + b_2 (1 - \gamma)]} + a_1 - b_1 K \right]^2; \quad (13)$$

Обозначая относительный размах ΔU_c пульсаций, как

$$\Delta U_c = \frac{\Delta U_c}{\left(\frac{U_n T^2}{8LC} \right)}$$

и подставляя (12) и (13) в (6), получим:

$$\Delta U_c = \frac{b_1}{a_1 - b_1 K} \left[\frac{K(b_1 - b_2)(1 - \gamma)d}{b_1 [b_1 \gamma + b_2 (1 - \gamma)]} + \gamma (a_1 - b_1 K) \right]^2 - \frac{b_2 \gamma^2}{a_2 - b_2 K} \left[\frac{K(b_2 - b_1)d}{b_2 [b_1 \gamma + b_2 (1 - \gamma)]} + a_1 - b_1 K \right]^2. \quad (14)$$

Для режима прерывистых токов, где $i_c(0) = 0$, имеем:

$$\delta U_c = \frac{b_2}{a_1 - b_1 K} \left\{ \frac{K(b_1 - b_2)(1 - \gamma)d}{b_1[b_1\gamma + b_2(1 - \gamma)]} + \gamma(a_1 - b_1 K) \right\} \times \quad (15)$$

$$\times \left[2\gamma(a_1 - b_1 K) - \frac{Kd}{b_1} \right] - \frac{b_2\gamma^2}{a_2 - b_2 K} \left\{ \frac{K(b_2 - b_1)d}{b_2[b_1\gamma + b_2(1 - \gamma)]} + a_1 - b_1 K \right\}^2.$$

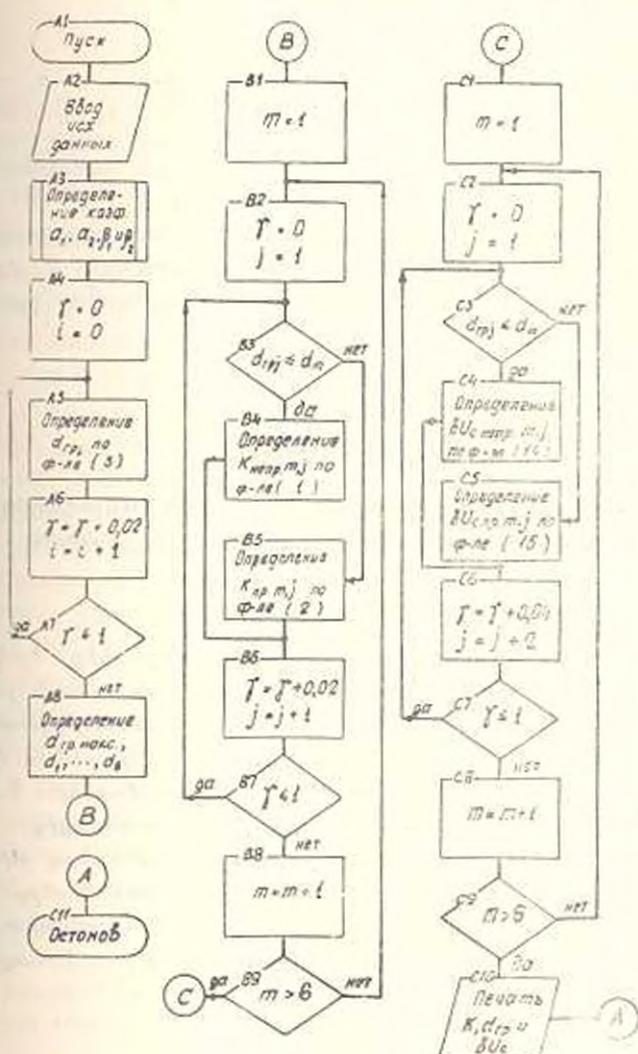


Рис. 2.

Согласно выражениям (1)–(3), (14) и (15) составлен алгоритм и следований и построения семейства регулировочных характеристик $K(\gamma)$ и относительный размах δU_c пульсаций выходного напряжения ИРПН. Блок-схема указанного алгоритма показана на рис. 2, где введены следующие вспомогательные обозначения: $d_{cp \max}$ — макси-

малые значения $d_{гр}$ при изменении γ от 0 до 1; некоторые постоянные d_1, \dots, d_6 , определяемые следующим образом:

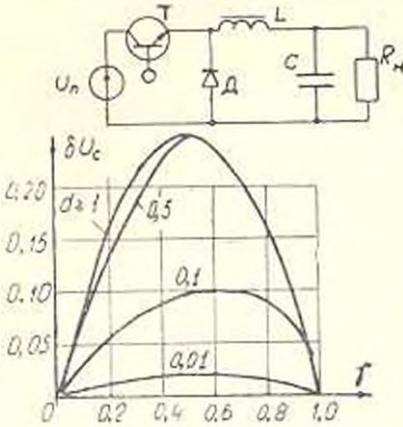


Рис. 3.

$$d_1 = d_{гр \max}; \quad d_2 = \frac{d_1}{2};$$

$$d_3 = \frac{d_1}{5}; \quad d_4 = \frac{d_1}{10};$$

$$d_5 = \frac{d_1}{30}; \quad d_6 = \frac{d_1}{100}.$$

На рис. 3 представлены кривые $\delta U_c(\gamma)$ для ИРПН понижающего типа, построенные для различных значений d с помощью ЭЦВМ по алгоритму рис. 2.

Վ. Վ. ՎԱՐԿԱՆՅԱՆ

ՀԱՍՏԱՏՈՒՆ ԼԱՐՄԱՆ ԻՄՊՈՒՂԱՅԻՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐԻՉՆԵՐՈՒՄ ԵՎԱՅԻՆ ԼԱՐՄԱՆ ԲԱՐԱՆՈՒՄՆԵՐԻ ՎԵՐՈՒՄՈՒՄԸ

Ա. մ. փ. ո. փ. ո. լ. մ.

Ստացված են ընդհանուր ձևով արտահայտություններ էլեկտրասնման երկրորդային աղբյուրներում լայնորեն կիրառվող հաստատուն լարման իմպուլսային կարգավորիչների (ՀԻԿ) ելքային լարման բարատունները հաշվելու համար: Ստացված արտահայտություններով կաղմված է ալգորիթմ ՀԻԿ-ի ելքային լարման բարատունների թափր հաշվարկելու և կառուցելու համար՝ կախված զեկավարող իմպուլսների լցման գործակցից:

Ցածրացնող, բարձրացնող, բեռադարձ և լարում-հանող տիպի ՀԻԿ-ի համար մեքենայական հաշվարկի միջոցով ստացված կորերը բերված են աշխատանքում: Նախապես ստացված a_1, a_2 և b_1, b_2 ուղղապագային գործակիցների զեկարժեքով կաղմված ծրագիրը հնարավորություն է տալիս ստանալ նման կորեր ՀԻԿ-ի ցանկացած սխեմայի համար:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Смольников Л. Е. Вторичные источники питания из транзисторах. Учебн. пособие по курсу: Преобразователи и источники питания.— М.: МЭИ, 1979.— 88 с.
2. Смольников Л. Е., Варданян В. В. К вопросу об определении параметров эквивалентной обобщенной схемы импульсных регуляторов постоянного напряжения // Тр. Моск. энер. ин-та. 1980, вып. 479, с. 13—17.
3. Александров Ф. И., Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения.— Л.: Энергия, 1970.— 188 с.