

# ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 621.387.322.323.2

Е. Г. АБАРИНОВ, В. И. СУТОРЬМА

Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого

## АНАЛИЗ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА СИЛОВОГО ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПониЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Найдено приближенное математическое описание электрических процессов в силовом широтно-импульсном преобразователе в установившемся режиме. На основе описания разработана методика расчета индуктивности дросселя и емкости фильтра по заданным входным и выходным характеристикам. Приведены результаты компьютерной проверки, подтверждающие корректность принятых допущений.

Импульсные источники питания находят все большее применение из-за высокой экономичности и хороших массогабаритных показателей. Пульсации выходного напряжения и ток дросселя при обеспечении необходимого времени переключения коммутирующих элементов, зависят только от параметров фильтра (индуктивность и емкость) и нагрузки — как в замкнутых, так и в разомкнутых устройствах. Приближенному расчету параметров фильтра посвящена довольно обширная литература [1—7]. Однако почти нет данных о результатах проверки методов расчета.

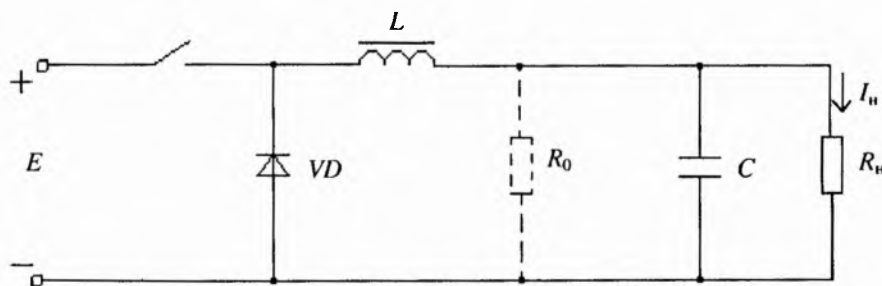


Рис. 1

В данной статье предлагается метод расчета силового широтно-импульсного понижающего преобразователя на основе приближенного (без учета пульсаций выходного напряжения и с допущением о непрерывности и линейности тока дросселя) математического описания установившегося режима и приводятся результаты проверки метода на компьютерных моделях в MicroCap-V 1.01.

Схема преобразователя приведена на рис. 1. Ключ замыкается и размыкается под воздействием импульсного сигнала с частотой  $f = 1/T$ , длительностью импульса  $t_n$  и паузы  $t_p$ . При замкнутом ключе ток в индуктивности увеличивается на  $\Delta I_{Lн}$ , при разомкнутом — уменьшается на  $\Delta I_{Lп}$ . В установившемся режиме

$$\Delta I_{Lн} = \Delta I_{Lп}. \tag{1}$$

Электрические процессы в индуктивности описываются линейным дифференциальным уравнением  $u_L = L di_L/dt$ .

В установившемся режиме скорость нарастания и спада тока

$$v_{нар} = (E - U_n)/L; \quad v_{сп} = (U_n + U_{VD})/L \tag{2}$$

( $U_{VD}$  — падение напряжения на прямосмещенном диоде) постоянна, а изменение тока —

$$\Delta I_{Lн} = v_{нар} t_n; \tag{3a}$$

$$\Delta I_{Lп} = v_{сп} t_p. \tag{3б}$$

Уравнения (1) — (3) описывают установившийся режим импульсного преобразователя при условии, что ток в дросселе не спадает до нуля, и позволяют определить среднее значение выходного напряжения:

$$U_n = \gamma E - (1 - \gamma)U_{VD}, \tag{4}$$

где  $\gamma = t_n/T$  — коэффициент заполнения.

Пульсации напряжения можно определить с помощью эквивалентной схемы (рис. 2).

Пользуясь таблицей стандартных преобразований Лапласа, теоремой линейности и интегралом свертки [9] можно получить

$$\Delta U_\phi = R_n v_{нар} [t - \tau(1 - \exp(-t/\tau))],$$

где  $\tau = R_n C$ .

Исходя из этой формулы можно найти изменение напряжения на фильтре за время импульса и паузы:

$$\Delta U_{\phi,н} = R_n v_{нар} [t_n - \tau(1 - \exp(-t_n/\tau))]; \tag{5}$$

$$\Delta U_{\phi,п} = R_n v_{сп} [t_p - \tau(1 - \exp(-t_p/\tau))]. \tag{6}$$

В установившемся режиме  $\Delta U_{\phi,н} = \Delta U_{\phi,п}$ , если выражения (5), (6) правильно отражают процессы в фильтре. Проверить это можно, исследовав, к чему стремится разность  $\Delta U_{\phi,н} - \Delta U_{\phi,п}$  при разных значениях  $\gamma$ . Подставив выражение (4) в формулы (2), можно записать

$$v_{нар} = (1 - \gamma)(E + U_{VD})/L; \quad v_{сп} = \gamma(E + U_{VD})/L.$$

С учетом  $\gamma = t_n/T = 1 - t_p/T$  получаем

$$\Delta U_{\phi,н} - \Delta U_{\phi,п} = \frac{R_n}{L} (E + U_{VD}) \tau \left[ \gamma \left( 1 - \exp\left(-\frac{(1-\gamma)T}{\tau}\right) \right) - (1-\gamma) \left( 1 - \exp\left(-\frac{\gamma T}{\tau}\right) \right) \right].$$

Исследования этого выражения показали, что оно стремится к нулю при любом  $\gamma \in [0; 1]$ . Таким образом, формулы (5), (6) правильно отражают электрические процессы в установившемся режиме.

Учитывая, что  $v_{нар} = \Delta I_{Lн}/t_n$ , из выражения (5) можно определить коэффициент пульсаций выходного напряжения:

$$K_n = \frac{\Delta U_\phi}{2U_n} = \frac{R_n \Delta I_{Lн}}{2U_n} \left[ 1 - \frac{\tau}{t_n} \left( 1 - \exp\left(-\frac{t_n}{\tau}\right) \right) \right].$$

Используя разложение функции  $\exp(-x)$  в ряд Маклорена [8] и ограничиваясь тремя первыми членами, можно показать, что

$$1 - \frac{1}{x}(1 - \exp(-x)) \approx \frac{x}{2}.$$

Тогда с учетом  $x = t_n/\tau$  получаем

$$K_n = \frac{R_n \Delta I_L t_n}{4U_n \tau},$$

С учетом  $\tau = R_n C$  —

$$K_n = \frac{\Delta I_L t_n}{U_n 4C}, \tag{7}$$

откуда видно, что в схеме, приведенной на рис. 1, пульсации выходного напряжения не зависят от сопротивления нагрузки, а определяются только значением  $\Delta I_L$  и емкостью фильтра.

При изменении сопротивления  $R_n$  относительное изменение тока дросселя

$$\delta I_L = \frac{\Delta I_L}{2I_n}$$

определяется только током  $I_n = U_n/R_n$ , так как значение  $\Delta I_L$ , что следует из выражений (2) — (4), от сопротивления нагрузки не зависит.

При малых токах нагрузки, когда значение  $\delta I_L$  превысит 100%, ток дросселя в паузе станет уменьшаться до нуля, а это нежелательно, так как напряжение  $U_n$  будет увеличиваться с уменьшением тока  $I_n$ . При этом процесс в паузе уже не будет описываться выражением (3б).

В реальных условиях работы источника сопротивление нагрузки может изменяться от бесконечности (режим холостого хода) до номинального значения. Чтобы в режиме холостого хода ток в дросселе не спадал до нуля, можно включать дополнительные транзисторы по полумостовой схеме, обеспечивающей неизменность структуры силовой цепи, или резистор  $R_0$  (см. рис. 1). В последнем случае, если преобразователь предназначен для работы в широком диапазоне нагрузки, выбирается  $R_0 = (10...10^3)R_{н.ном}$ . Тогда, если обозначить  $R_0 = NR_{н.ном}$ ,  $N > 1$ , можно записать

$$\delta I_{L \max} = \frac{\Delta I_L}{2I_{n \min}} = \frac{\Delta I_L NR_{н.ном}}{2U_n} = \frac{\Delta I_L N}{2I_{н.ном}}.$$

Если допустить при  $I_{n \min}$  100%-ные пульсации тока дросселя ( $\delta I_{L \max} = 1$ ), то можно определить необходимое значение

$$\Delta I_L = 2I_{н.ном}/N. \tag{8}$$

Тогда необходимая индуктивность в соответствии с формулами (2), (3)

$$L = \frac{E - U_n}{\Delta I_L} t_n; \tag{9a}$$

$$L = \frac{U_n + U_{VD}}{\Delta I_L} t_n, \tag{9б}$$

или — в соответствии с формулами (8), (9a) —

$$L = \frac{E - U_n}{2I_{н.ном}} t_n N. \tag{10}$$

При этом надо иметь в виду, что чем больше значение  $R_0$ , тем меньше значение  $\Delta I_L$  и пульсации выходного напряжения, как видно из выражения (7), но необходимо увеличивать индуктивность, как следует из выражения (10). Если же преобразователь предназначен для работы на фиксированную нагрузку или в него включен по полумостовой схеме дополнительный транзистор, то расчет выполняется по формулам (8) и (10) при  $N = 1$ .

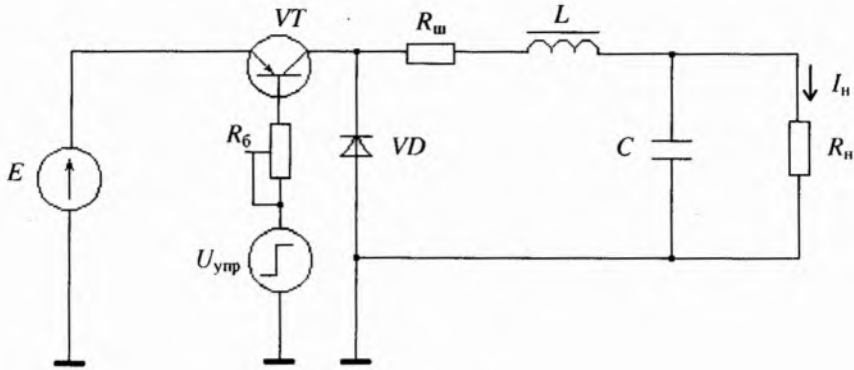


Рис. 3

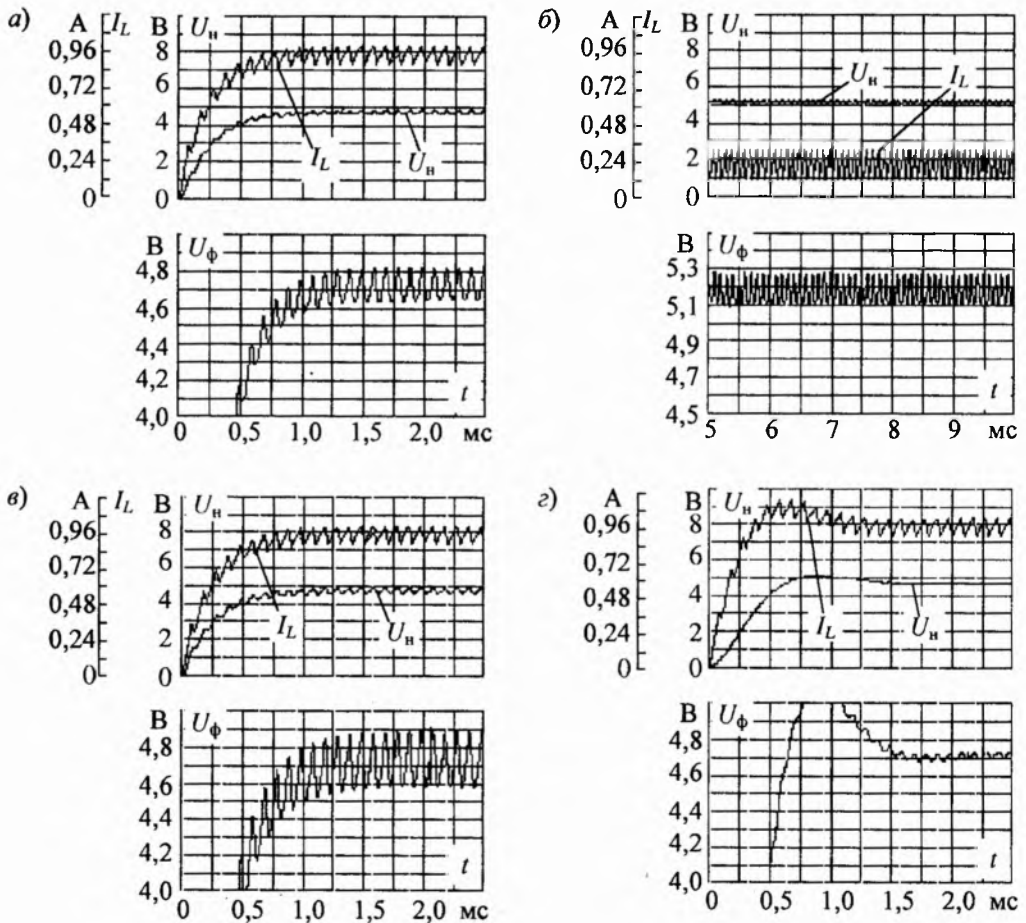


Рис. 4

С учетом вышеизложенного порядок расчета параметров по заданным характеристикам источника  $E = 7$  В,  $U_n = 5$  В,  $I_{н,ном} = 1$  А,  $R_{н,ном} = 5$  Ом),  $f = 10$  кГц,  $K_{п} = 5\%$  будет следующим:

1. Исходя из допустимой потребляемой мощности в режиме холостого хода выбирается  $N = 20$  ( $R_0 = 100$  Ом) и по формуле (8) определяется изменение тока дросселя в установившемся режиме:

$$\Delta I_L = 2I_{н.ном} / N = 0,1 \text{ А.}$$

2. В соответствии с формулой (4) определяется длительность импульса, при которой обеспечивается заданное напряжение  $U_H$  с учетом  $U_{VD} = 0,7$  В:

$$t_{и} = \frac{U_H + U_{VD}}{E + U_{VD}} T = 75 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

3. В соответствии с выражением (9) или (10) определяется индуктивность дросселя:

$$L = \frac{E - U_H}{\Delta I_L} t_{и} = 1,48 \text{ мГн.}$$

4. По заданному коэффициенту пульсаций в соответствии с формулой (7) определяется емкость фильтра:

$$C = \frac{\Delta I_L t_{и}}{4U_H K_{п}} = 7,4 \text{ мкФ.}$$

Корректность принятых допущений проверялась компьютерным моделированием по схеме, приведенной на рис. 3, с помощью программного пакета MicroCap-V 1.01, который позволяет учитывать влияние пульсаций выходного напряжения на протекающие процессы.

По изложенной выше методике для заданных значений  $K_{п}$  и  $\delta I_L$  рассчитывались значения индуктивности и емкости и вводились в модель. По соответствующим временным диаграммам определялись значения  $K_{п}$ ,  $\delta I_L$  и сравнивались с заданными.

Результаты моделирования представлены на рис. 4 ( $L = 1,48$  мГн при  $\delta I_L = 5\%$ ): *a* —  $C = 7,4$  мкФ,  $R_H = R_{н.ном} = 5$  Ом при  $K_{п} = 5\%$ ; *б* —  $C = 7,4$  мкФ,  $R_H = 10 R_{н.ном} = 25$  Ом при  $K_{п} = 5\%$ ; *в* —  $C = 3,7$  мкФ,  $R_H = R_{н.ном} = 5$  Ом при  $K_{п} = 10\%$ ; *г* —  $C = 37$  мкФ,  $R_H = R_{н.ном} = 5$  Ом при  $K_{п} = 1\%$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сазонов В. В. Компенсационно-параметрические импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1982. 88 с. (Б-ка по автоматике; Вып. 630).
2. Эраносян С. А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат, 1991. 176 с.
3. Александров Ф. И., Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. Л.: Энергия, 1970. 188 с.
4. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986. 376 с.
5. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Радио и связь, 1981. 224 с.
6. Виленкин А. Г. Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения. М.: Энергия, 1970. 64 с. (Б-ка по автоматике; Вып. 363).
7. Источники вторичного электропитания / В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович, Ю. И. Конев и др.; Под ред. Ю. И. Конева. М.: Радио и связь, 1990. 280 с.
8. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов. М.: Наука, 1980. 974 с.