

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.

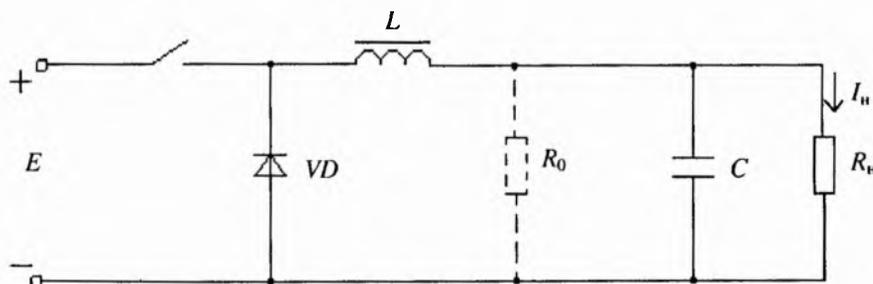


Рис. 1

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 $t_{и}$ и паузы $t_{п}$. При замкнутом ключе ток в индуктивности увеличивается на $\Delta I_{Lи}$, при разомкнутом — уменьшается на $\Delta I_{Lп}$. В установившемся режиме

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

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

В установившемся режиме скорость нарастания и спада тока

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

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

$$\Delta I_{Lи} = v_{нар} t_{и}; \tag{3a}$$

$$\Delta I_{Lп} = v_{сп} t_{п}. \tag{36}$$

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:

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

где $\gamma = t_{и}/T$ — 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

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

где $\tau = R_{н}C$.

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

$$\Delta U_{\phi.и} = R_{н} v_{нар} [t_{и} - \tau(1 - \exp(-t_{и}/\tau))]; \tag{5}$$

$$\Delta U_{\phi.п} = R_{н} v_{сп} [t_{п} - \tau(1 - \exp(-t_{п}/\tau))]. \tag{6}$$

В установившемся режиме $\Delta U_{\phi.и} = \Delta U_{\phi.п}$, если выражения (5), (6) правильно отражают процессы в фильтре. Проверить это можно, исследовав, к чему стремится разность $\Delta U_{\phi.и} - \Delta U_{\phi.п}$ при разных значениях γ . 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 $\gamma = t_{и}/T = 1 - t_{п}/T$ получаем

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

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 $v_{нар} = \Delta I_{Lи}/t_{и}$, из выражения (5) можно определить коэффициент пульсаций выходного напряжения:

$$K_{п} = \frac{\Delta U_{\phi}}{2U_{н}} = \frac{R_{н} \Delta I_{Lи}}{2U_{н}} \left[1 - \frac{\tau}{t_{и}} \left(1 - \exp\left(-\frac{t_{и}}{\tau}\right) \right) \right].$$

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 ΔI_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 ΔI_L , что следует из выражений (2) — (4), от сопротивления нагрузки не зависит.

При малых токах нагрузки, когда значение δI_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 ΔI_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 $N = 1$.

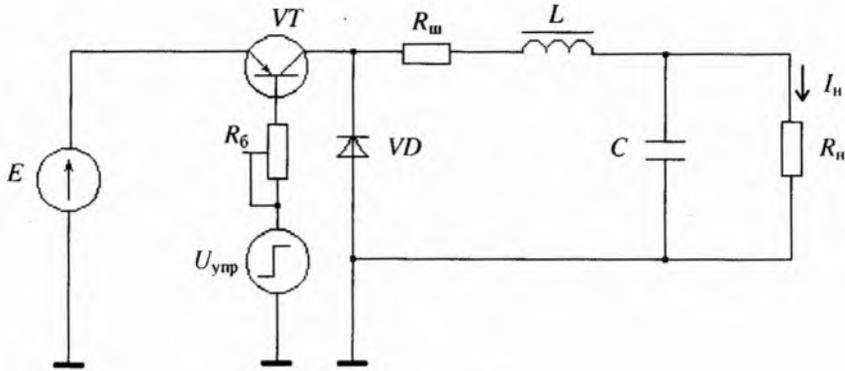


Рис. 3

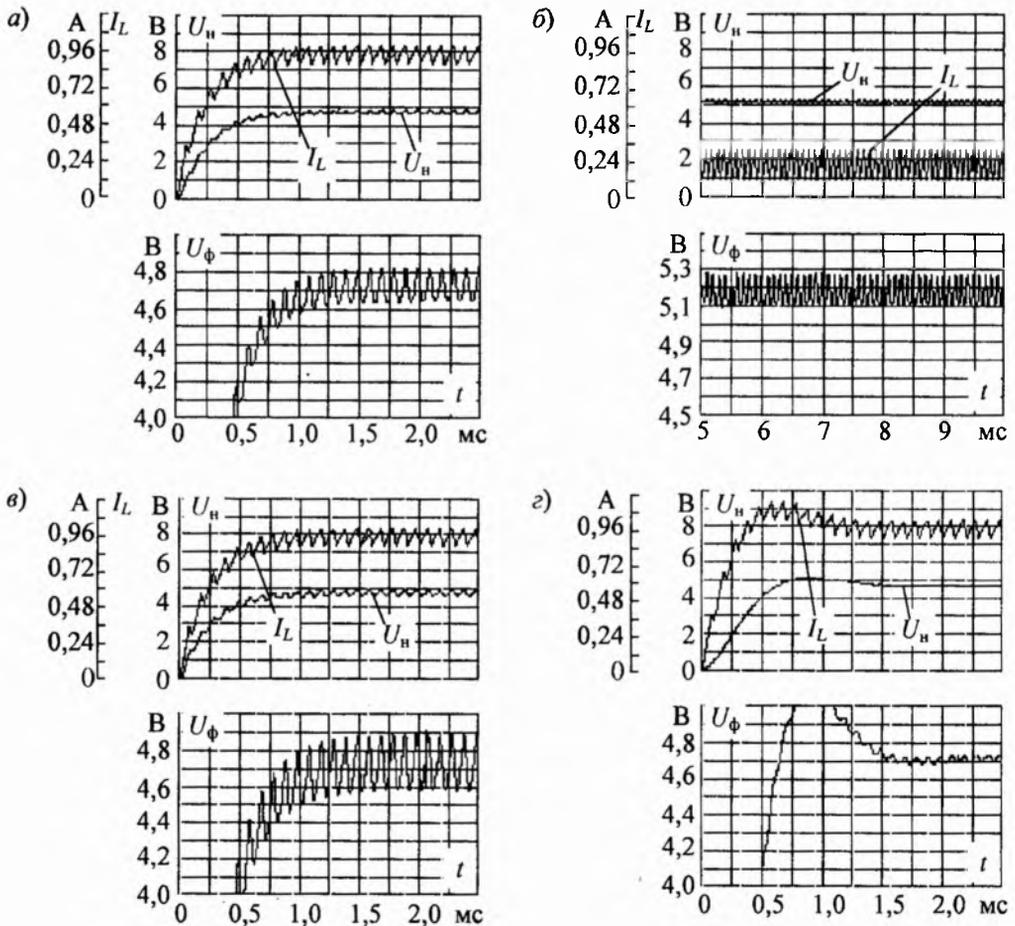


Рис. 4

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, $K_{II} = 5\%$ 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:

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

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_{Π} и δI_L рассчитывались значения индуктивности и емкости и вводились в модель. По соответствующим временным диаграммам определялись значения K_{Π} , δI_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 $K_{\Pi} = 5\%$; *б* — $C = 7,4$ мкФ, $R_H = 10 R_{н.ном} = 25$ Ом при $K_{\Pi} = 5\%$; *в* — $C = 3,7$ мкФ, $R_H = R_{н.ном} = 5$ Ом при $K_{\Pi} = 10\%$; *г* — $C = 37$ мкФ, $R_H = R_{н.ном} = 5$ Ом при $K_{\Pi} = 1\%$.

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.