

**АНАЛИЗ И РАЗРАБОТКА МЕТОДА РАСЧЕТА СИЛОВОГО ВРЕМЯ
ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ "НАПРЯЖЕНИЕ - НАПРЯЖЕНИЕ" С
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ КЛЮЧЕВЫМ ЭЛЕМЕНТОМ**

В.И.Суторьма

Гомельский политехнический институт им.П.О.Сухого, Беларусь

В настоящее время для питания электронных схем широко применяется импульсный способ регулирования постоянного напряжения. Стабилизаторы, разработанные на основе импульсного способа регулирования, обладают более высоким коэффициентом полезного действия (КПД) и лучшими массогабаритными показателями, в отличие от стабилизаторов непрерывного действия. Улучшение этих показателей дости-

гается за счет того, что регулирующий элемент работает в ключевом режиме, что значительно снижает рассеиваемую на нем мощность. Одной из разновидностей импульсных стабилизаторов является импульсный стабилизатор с последовательным ключевым элементом, составная часть которого - силовой времяимпульсный преобразователь "напряжение - напряжение" - показан на рис. Однако в существующей литературе, например [1+3], особенности работы данного преобразователя освещены недостаточно, а описанные в этих источниках методы расчета не всегда дают полное совпадение с практикой. Для разработки нового метода расчета необходимо рассмотреть работу и создать математическую модель силового времяимпульсного преобразователя "напряжение - напряжение" с последовательным ключевым элементом.

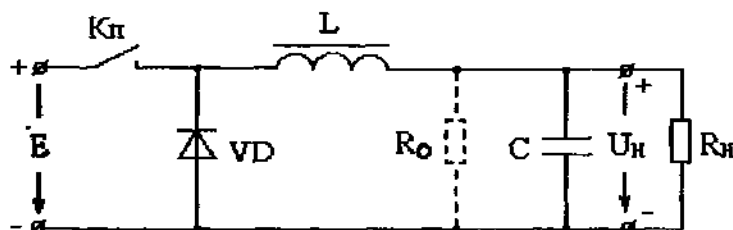


Рис Силовой времяимпульсный преобразователь "напряжение - напряжение" с последовательным ключевым элементом, где U_n - напряжение на нагрузке, R_n - сопротивление нагрузки, L - дроссель, K_n - ключ, VD - диод, C - фильтрующий конденсатор

У рассматриваемого преобразователя выходное напряжение меньше, чем входное, а ток нагрузки - равен среднему току дросселя. Работает схема следующим образом: при замкнутом ключе ток в дросселе нарастает, что вызывает увеличение выходного напряжения, а при разомкнутом ключе ток, протекающий через дроссель, уменьшаясь, вызывает уменьшение выходного напряжения. Ключ замыкается и размыкается с неизменной частотой f , время нахождения его в замкнутом и разомкнутом состояниях равно соответственно t_n и t_p

Пульсации тока в дросселе составляют

$$\Delta I_L = V \cdot t = \frac{U_L}{L} \cdot t, \quad (1)$$

где $V = \frac{di_L}{dt}$ - скорость изменения тока в дросселе.

Тогда, с учетом (1), пульсации тока в дросселе при замкнутом ключе:

$$\Delta I_{Ln} = V_n \cdot t_n = \frac{E - U_n}{L} \cdot t_n. \quad (2)$$

При разомкнутом ключе:

$$\Delta I_{Lp} = V_p \cdot t_p = \frac{U_n + U_d}{L} \cdot t_p, \quad (3)$$

где U_d - падение напряжения на прямосмещенном диоде.

В установившемся режиме

$$\Delta I_{Ln} = \Delta I_{Lp}. \quad (4)$$

Подставив в (4) выражения (2) и (3) и введя коэффициент скважности $\gamma = \frac{t_n}{T}$,

получим:

$$U_n = \gamma \cdot E - (1 - \gamma) \cdot U_d. \quad (5)$$

Если считать, что пульсации выходного напряжения обусловлены изменением тока дросселя, то по эквивалентной схеме, пользуясь операторным методом, можно найти пульсации выходного напряжения за время паузы и импульса. Так как полученные пульсации получаются равными, то коэффициент пульсаций выходного напряжения можно определить либо по пульсациям за время $t_{и}$, либо - за время $t_{п}$. В этом случае $K_{п}$ будет иметь вид:

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

где $\tau = R_{н}C$ - постоянная времени фильтра.

Воспользовавшись разложением функции $\exp(-x)$ в ряд Маклорена, получим:

$$K_{п} \approx \frac{\Delta I_{L}}{U_{н}} \cdot \frac{t_{и}}{4 \cdot C}. \quad (6)$$

В реальных условиях работы источника $R_{н}$ может изменяться от бесконечности (холостой режим работы - ХХ) до номинального значения $R_{нНОМ}$. Чтобы при ХХ ток I_L в дросселе не спадал до нуля, целесообразно ставить параллельно емкости фильтра C сопротивление R_0 , как показано на рис.1 пунктиром. Величина R_0 выбирается в пределах $(10 \div 10^3)R_{нНОМ}$ по желаемому потреблению при ХХ. Тогда, если обозначить $R_0 = NR_{нНОМ}$, где N показывает во сколько раз R_0 больше $R_{нНОМ}$, максимальные пульсации тока дросселя при ХХ ($R_{н} = \infty$) будут:

$$\delta I_{МАКС} = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot I_{нМИН}} = \frac{\Delta I_L \cdot N \cdot R_{НОМ}}{2 \cdot U_{н}} = \frac{\Delta I_L \cdot N}{2 \cdot I_{нНОМ}}$$

Если допустить при $I_{нМИН}$ 100%-ные пульсации тока дросселя ($\delta I_{МАКС} = 1$), то можно определить необходимое ΔI_L :

$$\Delta I_L = \frac{2 \cdot I_{нНОМ}}{N} \quad (7)$$

При этом надо иметь в виду, что чем большим принимается R_0 , тем меньше будут ΔI_L и пульсации выходного напряжения, как видно из (6), но необходимо будет обеспечить большее значение индуктивности дросселя L .

С учетом вышесказанного порядок расчета параметров по заданным характеристикам источника $E, U_{н}, I_{нНОМ}, R_{нНОМ}, f, K_{п}$ будет следующий:

1) По желаемому потреблению на ХХ выбирают N и по (7) определяют изменение тока дросселя ΔI_L в установившемся режиме.

2) Определяют в соответствии с (5) $t_{и}$, при которой обеспечивается заданное $U_{н}$ с учетом падения напряжения на открытом диоде $U_{д}$ (0.7 В): $t_{и} = \frac{U_{н} + U_{д}}{E + U_{д}} \cdot T$.

3) В соответствии с (2) или (3) определяют индуктивность дросселя L по рассчитанному изменению тока дросселя.

4) По заданному коэффициенту пульсаций в соответствии с (6) находят C - емкость фильтра.

Литература

- 1 Виленкин А.Г.. Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения. М.: Энергия, 1970. - 64 с. (Библиотека по автоматике. Вып. 363).
- 2 Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями Л.: Энергоатомиздат, 1991. - 176 с.
- 3 Моин В.С.. Стабилизированные транзисторные преобразователи. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 376 с.