

М.В. Позднов, кандидат технических наук, доцент,
доцент кафедры «Промышленная электроника»

А.В. Прядилов, кандидат технических наук, доцент,
доцент кафедры «Промышленная электроника»

Тольяттинский государственный университет, Тольятти (Россия)

Ключевые слова: ограничитель напряжения; импульсный преобразователь; полупроводниковый преобразователь; перенапряжение на транзисторе; коммутационные процессы.

Аннотация: Объектом исследования является защитный ограничитель, применяемый в повышающем импульсном преобразователе постоянного напряжения (ИППН). Цель работы заключается в обосновании выбора ограничителей, необходимых для ограничения коммутационных перенапряжений в силовых транзисторах на безопасном уровне, при заданных параметрах работы схемы. В статье рассмотрена актуальность применения импульсных схем питания в современных технологиях при различных типах нагрузки. На примере импульсного преобразователя постоянного напряжения показана схема замещения, показывающая, что выключение транзистора сопровождается перенапряжением. Для ограничения перенапряжения предлагается использовать ограничитель напряжения. С целью рационального выбора ограничителя предлагается рассмотреть коммутационные процессы при выключении транзистора. Анализ процессов коммутации проводится на основе допущений, часто используемых при анализе импульсных процессов импульсных преобразователей напряжения. Приведена временная диаграмма, поясняющая работу схемы. Анализ процессов коммутации сопровождается выводом аналитических соотношений, отражающих основные параметры коммутации: уровень перенапряжений, время коммутации, энергию, выделяемую в ограничителе за один период, и среднюю мощность потерь в ограничителе. Введено понятие относительного перенапряжения, используемое для выбора ограничителя и силового транзистора. Рассматриваются примеры выпускаемых промышленностью элементов, которые могут выполнять функции ограничителей. Проводится анализ параметров ограничителей, выпускаемых различными производителями. По выведенным аналитическим соотношениям и исходя из анализа параметров, предоставляемых производителями ограничителей, приведены рекомендации и оценочная методика по выбору ограничителей для схем питания. Областью применения данной работы являются схемы с транзисторами, работающими в ключевых режимах, такие как схемы ИППН.

ВВЕДЕНИЕ

В современной технике для реализации различных электротехнологий широко используются импульсные схемы питания. К типичным нагрузкам этих схем стоит отнести электромеханические устройства в виброимпульсных технологиях [1–9], индукторы в индукционном нагреве [10], электрическую дугу в технологиях сварки [11], емкостные накопители энергии [12]. Иногда и сами вышеперечисленные системы могут являться нагрузкой для импульсных схем компенсаторов [13; 14]. Применение в схемах питания мощных транзисторных ключей дает несомненное преимущество перед использованием силовых тиристоров, которое заключается в организации полностью управляемой коммутации ключей при простой схеме управления, что позволяет гибко управлять параметрами питания нагрузки.

Работа импульсных схем питания сопровождается чередованием режимов протекания и отсутствия токов в цепях транзисторов. Цепь транзистора имеет паразитную индуктивности L_p выводов и подводящих проводников. Разрыв тока в ней сопровождается появлением ЭДС на этих индуктивностях, что сопровождается перенапряжениями на выводах транзистора и может послужить причиной его пробоя. Для борьбы с этими явлениями используют демпфирующие печочки или специальные быстродействующие ограничители напряжения [15–18]. Эти устройства позволяют рассеивать на себе энергию, накапливающуюся в паразитных индуктивностях, и обеспечивать уменьшение перенапряжений на силовой цепи транзистора.

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ

Рассмотрим способ уменьшения перенапряжений с использованием ограничителя напряжения RU (рис. 1), установленного параллельно силовому транзистору VT в схеме импульсного преобразователя постоянного напряжения (ИППН).

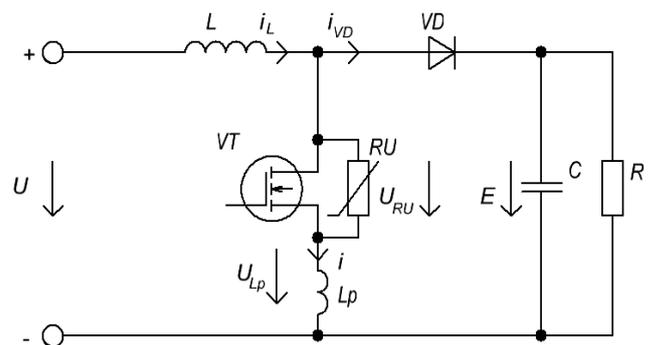


Рис. 1. Повышающий ИППН
с ограничителем перенапряжения RU

Существуют и другие схемотехнические решения ограничения напряжения, например, $R-C-VD$ цепи, а также целый класс схем с активными цепями демпфирования напряжения, которые не рассеивают энергию, накапливаемую из паразитных индуктивностей,

а рекуперировать ее в источник или нагрузку. Эти схемы достаточно сложны и не будут рассматриваться в данной статье. Возникает вопрос об оценке параметров ограничителей и их рационального выбора как защитного элемента. Для этого необходимо проанализировать электрические процессы, происходящие в схеме с ограничителем на интервале коммутации.

Для дальнейшего анализа примем некоторые допущения: коммутация транзистора VT происходит мгновенно; напряжение E на нагрузке и ток $i_L=I_0$ через дроссель L за время коммутации неизменны; напряжение на ограничителе на интервалах коммутации неизменно $U_{RU}=U_{ogr}=\text{const}$, где напряжение U_{ogr} является справочным параметром ограничителя.

Рассмотрим принцип работы указанной демпфирующей цепочки. В момент (рис. 2) выключения транзистора $t=0$ ток индуктивности $i_L=I_0$, такой же ток протекает и в цепи паразитной индуктивности L_p $i=I_0$.

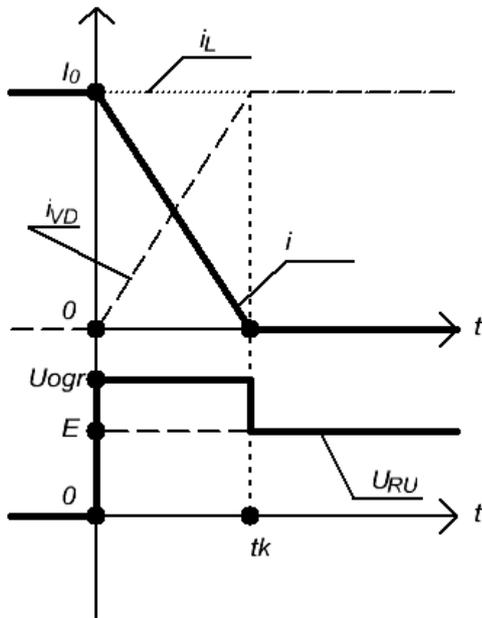


Рис. 2. Диаграммы работы повышающего ИППН с ограничителем перенапряжения RU

Наличие в цепи коммутации индуктивности L_p приводит к тому, что при резком выключении транзистора ток i не исчезнет, а перебросится из цепи транзистора VT в цепь ограничителя RU и вызовет скачкообразное увеличение напряжения на VT до уровня U_{ogr} . Напряжение на работающем ограничителе больше выходного $U_{ogr} > E$, поэтому диод VD открывается и по контуру $RU-V_D-C-L_p$ к L_p начинает прикладываться отрицательное напряжение $U_{Lp}=E-U_{ogr}=\text{const}$. Это напряжение приводит к линейному снижению тока i до нуля в течение интервала времени $(0, t_k)$. Ток диода i_{VD} на интервале $(0, t_k)$, определяемый по первому закону Кирхгофа $i_{VD}=i_L-i=I_0-i$, линейно возрастает. После момента t_k $i=0$ через диод протекает ток дросселя $i_{VD}=i_L$, а напряжение на транзисторе скачком падает до уровня выходного E – коммутация закончена.

Для определения мощности, рассеиваемой в ограничителе, необходимо определить энергию, выделяемую в нем за один период работы ИППН.

На интервале коммутации $(0, t_k)$ ток и энергия в индуктивности L_p уменьшаются. На этом же интервале по второму закону Кирхгофа для контура L_p-C-V_D-RU можно записать:

$$L_p \frac{di}{dt} - E + U_{RU} = 0 \Rightarrow L_p \frac{di}{dt} = E - U_{RU}.$$

Поскольку на этапе коммутации $U_{RU}=U_{ogr}$, то

$$L_p \frac{di}{dt} = E - U_{ogr} = \text{const.} \quad (1)$$

Как видно из (1), $i(t)$ спадает по линейному закону, т. к. правая часть равенства отрицательна. Тогда в конечных приращениях тока $\Delta i = -I_0$ и времени $\Delta t = t_k$ согласно рис. 2 формула (1) будет:

$$L_p \frac{-I_0}{t_k} = E - U_{ogr} \Rightarrow t_k = L_p \frac{I_0}{U_{ogr} - E}. \quad (2)$$

Знак минус перед I_0 указывает на уменьшение тока i на этапе коммутации.

Энергия, выделяемая в ограничителе при протекании $i(t)$,

$$W_{ogr} = \int_0^{t_k} U_{RU}(t) i(t) dt = U_{ogr} \int_0^{t_k} i(t) dt. \quad (3)$$

В (3) на интервале интегрирования напряжение $U_{RU}(t) = U_{ogr}$.

Интеграл $\int_0^{t_k} i(t) dt$ равен площади под графиком линейной зависимости $i(t)$ на интервале $(0, t_k)$ (рис. 2):

$$\int_0^{t_k} i(t) dt = \frac{I_0 \cdot t_k}{2}. \quad (4)$$

Подставляем (2) в (4), а затем полученный интеграл в (3)

$$W_{ogr} = \frac{L_p I_0^2}{2} \frac{U_{ogr}}{U_{ogr} - E} = W_L \frac{U_{ogr}}{U_{ogr} - E}, \quad (5)$$

где $W_L = \frac{L_p I_0^2}{2}$ – энергия, накопленная в индуктивности L_p до коммутации.

Введем относительное перенапряжение U^* , разделив числитель и знаменатель на E .

$$W_{ogr} = W_L \frac{U^*}{U^* - 1} = W_L \left(1 + \frac{1}{U^* - 1} \right), \quad (6)$$

где $U^* = U_{ogr}/E$ – относительное перенапряжение на транзисторе.

Таким образом, энергия, выделяемая в ограничителе W_{ogr} , может быть в несколько раз больше, чем W_L .

При стремлении ограничить U_{ogr} на минимальном уровне ($U^* \rightarrow I$) время коммутации tk по (2) и энергия потерь W_{ogr} по (6) в ограничителе за коммутацию увеличиваются.

Средняя мощность потерь в ограничителе при описанных процессах

$$P = W_{ogr} f = W_L \frac{U^*}{U^* - 1} f, \quad (7)$$

где f – частота работы ИППН.

Функции ограничителей для полупроводниковых транзисторов могут выполнять варисторы или специальные полупроводниковые ограничители напряжения (TVS – transient voltage suppressor), к подобного рода элементам следует отнести варисторы фирмы EPCOS (тип siov) и ограничители фирм DC Components, Diodes Incorporated, Vishay (например, TVR, P4KE, SA, 3KP и т. д.) [19–21].

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

При выборе ограничителей необходимо обращать внимание на: среднюю рассеиваемую мощность P_D прибора, которая должна быть больше рассчитанной средней мощности P по (7); рабочее напряжение, при котором прибор практически не потребляет мощности. Оно должно выбираться ближайшим к выходному E и должно быть немного больше, чем E ; реальное напряжение на ограничителе при его работе, которое можно определить по ВАХ при токе I_0 . Это напряжение должно быть меньше максимально допустимого напряжения на силовых выводах транзистора VT .

Указанные параметры не всегда представляются в файлах документации на сайтах продавцов электронных компонентов. В этих случаях полную информацию рекомендуется искать на сайтах производителей ограничителей.

Следует особо отметить, что классификационное напряжение, входящее в обозначение ограничителя и приводимое в документации (обычно для тока $I = I_{MA}$), выше рабочего напряжения на 10–30 %.

Например, у варистора $NVR 2075-D$: рабочее напряжение $U_{DC} = 615$ В, классификационное $U_{IMA} = 750$ В, а определяемое по ВАХ для $I_0 = 5$ А, $U_{ogr} \approx 1100$ В.

Таким образом, U_{IMA} отличается от U_{DC} на 22 %, напряжение U_{ogr} на транзисторе в этом примере в 1,8 раза превышает напряжение $E = U_{DC}$.

Аналогичное соотношение между рабочим и максимальным напряжением на ограничителе наблюдается и для других типов ограничителей. Для большинства ограничителей согласно документации значение отношения $U^* = U_{ogr}/U_{DC}$ лежит в пределах 1,6÷1,8. Соответственно, максимально допустимое напряжение на силовых выводах транзистора должно превышать выходное напряжение E не менее, чем в 1,6÷1,8 раза.

Анализируя (6), можно прийти к выводу, что на каждом периоде коммутации энергия, рассеиваемая ограничителем, в 2,3÷2,7 больше, чем накапливаемая в индуктивности Lp .

Следует отметить, что для увеличения U_{DC} и U_{ogr} ограничители можно соединять последовательно.

Таким образом, для оценочного выбора ограничителя рекомендуется воспользоваться следующей методикой:

1. Исходя из необходимого выходного напряжения E , по справочным данным подобрать ограничитель с U_{DC} немного большим, чем E .

2. Определить для ограничителя U_{ogr} .

3. Рассчитать $U^* = U_{ogr}/U_{DC}$ (будет примерно в диапазоне 1,6÷1,8).

4. Оценить по индуктивности Lp (которую необходимо рассчитать по формулам или получить в результате моделирования) и максимальному коммутируемому току I_0 максимальную энергию W_L , запасаемую в паразитных индуктивностях.

5. Используя соотношение (7), по известным величинам W_L , f , U^* рассчитать среднюю мощность P_D в ограничителе. Если полученное значение больше, чем у выбранного ограничителя, то необходимо взять более мощный типоразмер ограничителя с теми же параметрами U_{DC} и U_{ogr} .

6. По напряжению U_{ogr} подобрать транзистор, так чтобы максимально допустимое напряжение на силовых выводах было больше U_{ogr} на 20–40 %.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, ограничители напряжения являются устройствами, ограничивающими во время выключения напряжение на транзисторе, при этом энергия на этапе коммутации рассеивается в тепло. По сравнению с другими защитными цепями ограничитель содержит всего один элемент и потому является простым и надежным. Для выбора ограничителя рекомендуется придерживаться приведенной выше методики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Ивашин В.В., Медведев В.А., Позднов М.В. Резонансный вибратор : патент на изобретение № 2177840 от 10.12.1999.
- Ивашин В.В., Позднов М.В., Прядилов А.В. Электромагнитный вибратор с управляемой частотой колебаний // Наука – производству. 2004. № 4. С. 46–47.
- Ивашин В.В., Позднов М.В., Прядилов А.В. Вибрационный источник крутильных колебаний // Вектор науки Тольяттинского государственного университета. 2010. № 3. С. 56–59.
- Ивашин В.В., Позднов М.В., Прядилов А.В. Наземный электромагнитный вибрационный сейсмоисточник : патент на изобретение № 2253136 от 25.02.2004.
- Иванников Н.А., Ивашин В.В., Певчев В.П., Прядилов А.В. Импульсный электромагнитный источник сейсмических волн : патент на изобретение № 2466429 от 04.05.2011.
- Ивашин В.В., Кудинов А.К., Певчев В.П. Электромагнитные приводы для импульсных и виброимпульсных технологий // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2012. № 1. С. 72–75.
- Ивашин В.В., Медведев В.А., Пчелкин Д.В. Электромагнитный привод резонансного вибратора : патент на изобретение № 2146412 от 05.01.1998.

8. Бар В.И., Ивашин В.В., Медведев В.А. Резонансный вибратор : патент на изобретение № 2160494 от 16.02.1999.
9. Ивашин В.В., Медведев В.А. Электромагнитный привод возвратно-поступательного движения : патент на изобретение № 2046540 от 22.04.1991.
10. Бар В.И., Медведев В.А., Макарычева О.А., Семочкина Н.Б. Электромагнитные и тепловые процессы в импульсных установках индукционного нагрева ферромагнитной стали : депонированная рукопись № 742-B2005 25.05.2005.
11. Чернявский Н.И., Казаков Ю.В. Генераторы импульсов тока для аргонодуговой сварки алюминиевых сплавов // Сварка и диагностика. 2012. № 2 С. 45–49.
12. Кудинов А.К., Узбеков К.Х., Прядилов А.В. Мощный транзисторный преобразователь для заряда емкостного накопителя энергии // Наука – производство. 2004. № 4. С. 54–56.
13. Шевцов А.А., Глибин Е.С. Имитационное моделирование совместной работы статических компенсаторов и контактной сварочной машины // Электротехника. 2010. № 4. С. 34–38.
14. Глибин Е.С., Шевцов А.А. Моделирование функционирования компенсационных устройств совместно с контактными сварочными установками // Сварочное производство. 2009. № 5. С. 17–21.
15. Данилов В.С., Лукьянов К.С., Моисеев Е.А. Анализ и выбор демпфирующих цепей для мощных импульсных преобразователей // Сборник научных трудов Новосибирского государственного технического университета. 2005. № 4. С. 109–115.
16. Моисеев Е.А. Построение демпфирующих цепей для мощных импульсных преобразователей // Сборник научных трудов Новосибирского государственного технического университета. 2006. № 1. С. 147–152.
17. Угринов П. Ограничение напряжения на ключевом транзисторе в однотактных преобразователях напряжения // Силовая электроника. 2004. № 1. С. 62–65.
18. Рахматов А.З., Абдулхаев О.А., Каримов А.В., Каландаров Ж.Ж., Скорняков С.П. Малогабаритные бескорпусные полупроводниковые ограничители напряжения // Компоненты и технологии. 2011. № 9. С. 54–55.
19. Кадуков А. TVS-диоды — полупроводниковые приборы для ограничения опасных перенапряжений в электронных цепях // Компоненты и технологии. 2001. № 10. С. 32–36.
20. Пряхин С. Компоненты для силовой электроники корпорации Epcos AG // Компоненты и технологии. 2002. № 18. С. 32–33.
21. Ромадина И. Электронные компоненты компании ON Semiconductor для защиты электрических цепей от импульсного перенапряжения // Компоненты и технологии. 2009. № 101. С. 73–76.
22. Ivashin V.V., Pozdnov M.V., Pryadilov A.V. Electro-magnetic vibrator with controlled vibration frequency. *Nauka – proizvodstvu*, 2004, no. 4, pp. 46–47.
23. Ivashin V.V., Pozdnov M.V., Pryadilov A.V. Vibrating source of rotary fluctuations. *Vektor nauki Tolyattinskogo gosudarstvennogo universiteta*, 2010, no. 3, pp. 56–59.
24. Ivashin V.V., Pozdnov M.V., Pryadilov A.V. *Nazemny elektromagnitnyy vibratsionnyy ceysmoistochnik* [Terrestrial electromagnetic vibrational seismosource]. Patent RF no. 2253136, 2004. (In Russian).
25. Ivannikov N.A., Ivashin V.V., Pevchev V.P., Pryadilov A.V. *Impulsniy elektromagnitnyy istochnik seismicheskih voln* [Pulsed electromagnetic source of seismic waves]. Patent RF no. 2466429, 2011. (In Russian).
26. Ivashin V.V., Kudinov V.V., Pevchev V.P. Electromagnetic the drive for impulse and vibroimpulse technologies. *Izvestiya visshikh uchebnikh zavedeniy. Elektromekhanika*, 2012, no. 1, pp. 72–75.
27. Ivashin V.V., Medvedev V.A., Pchelkin D.V. *Elektromagnitnyy privod rezonansnogo vibratora* [Electromagnetic drive of the resonant vibrator]. Patent RF no. 2146412, 1998. (In Russian).
28. Bar V.I., Ivashin V.V., Medvedev V.A. *Rezonansniy vibrator* [Resonant vibrator]. Patent RF no. 2160494, 1999. (In Russian).
29. Ivashin V.V., Medvedev V.A. *Elektromagnitnyy privod vozvratnopolostupatel'nogo dvizheniya* [Electromagnetic drive of back and forth motion]. Patent RF no. 2046540, 1991. (In Russian).
30. Bar V.I., Medvedev V.A., Makaricheva O.A., Semochkina N.B. *Elektromagnitniye i teploviye protsessy v impulsnikh ustanovkakh induktsionnogo nagreva ferromagnitnoy stali* [Electromagnetic and thermal processes in pulse installations of induction heating of ferromagnetic steel]. Depon. manusc. no. 742-B2005 25.05.2005.
31. Tchernyavsky N.I., Kazakov Y.V. Generators of impulses of current for argon-arc welding of aluminum alloys]. *Svarka i diagnostika*, 2012, no. 2, pp. 45–49.
32. Kudinov V.V., Uzbekov K.H., Pryadilov A.V. The powerful transistor converter for a charge of the capacitor. *Nauka – proizvodstvu*, 2004, no. 4, pp. 54–56.
33. Shevtsov A.A., Glibin E.S. Simulation modeling of joint operation of static compensators and contact welding machine. *Elektrotehnika*, 2010, no. 4, pp. 34–38.
34. Glibin E.S., Shevtsov A.A. Simulation of functioning of compensating devices jointly with the contact welding machines. *Svarochnoe proizvodstvo*, 2009, no. 5, pp. 17–21.
35. Danilov V.S., Lukyanov K.S., Moiseev E.A. The analysis and choice of the damping circuits for powerful pulse converters. *Sbornik nauchnikh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2005, no. 4, pp. 109–115.
36. Moiseev E.A. Creation of the damping circuits for powerful pulse converters. *Sbornik nauchnikh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2006, no. 1, pp. 147–152.
37. Ugrinov P. Restriction of voltage on the key transistor in single-cycle converters of voltage. *Silovaya elektronika*, 2004, no. 1, pp. 62–65.

REFERENCES

1. Ivashin V.V., Medvedev V.A., Pozdnov M.V. *Rezonansniy vibrator* [Resonance vibrator]. Patent RF no. 2177840, 1999. (In Russian).

18. Rakhmatov A.Z., Abdulkhaev O.A., Karimov A.V., Kalandarov G.G., Skornyakov S.P. Small-sized packageless semiconductor limiters of voltage. *Komponenti i tekhnologii*, 2011, no. 9, pp. 54–55.
19. Kadukov A. TVS diodes – semiconductor devices for restriction of dangerous revoltage in electronic circuits. *Komponenti i tekhnologii*, 2001, no. 10, pp. 32–36.
20. Priahin S. Components for power electronics of Epcos AG corporation. *Komponenti i tekhnologii*, 2002, no. 18, pp. 32–33.
21. Romadina I. Electronic components of the ON Semiconductor company for protection of electric circuits against a pulse overvoltage. *Komponenti i tekhnologii*, 2009, no. 101, pp. 73–76.

THE PRINCIPLES OF SELECTION OF THE PROTECTIVE VOLTAGE LIMITER USING THE EXAMPLE OF A CONSTANT VOLTAGE PULSE CONVERTER

© 2015

M.V. Pozdnov, candidate of technical sciences, Associate Professor, assistant professor of the Department of Industrial Electronics
A.V. Pryadilov, candidate of technical sciences, Associate Professor, assistant professor of the Department of Industrial Electronics
Togliatti State University, Togliatti (Russia)

Keywords: voltage limiter; pulse converter; semiconductor transformer; over-voltage on the transistor; switching processes.

Abstract: An object of this research is the protective limiter used in the boost constant voltage pulse converter (CVPC). The aim of this research is the reasonable choice of the limiters necessary for keeping the switching over-voltage in high-power transistors on a safe level, at the set parameters of work of the circuit. The article considers the relevance of application of power supply pulse circuits in modern technologies by various types of loading. Using the example of constant voltage pulse converter, the authors presented the equivalent circuit showing that the turn-off of the transistor is followed by an over-voltage. For limitation of an over-voltage, the authors offer to use voltage limiter. For the purpose of a reasonable choice of the limiter the authors offered to consider the switching processes while switching off a transistor. The analysis of the switching processes is carried out on the basis of the assumptions which are often used in the analysis of pulse processes of voltage pulse converters. The article provides the chart flow explaining the circuit operation. The analysis of switching processes is followed by the deduction of analytical ratios reflecting the key switching parameters: the over-voltage level, the switching time, the energy emitted within the limiter during one period, and the average lost power within the limiter. The concept of relative over-voltage used for the selection of a limiter and a power transistor is introduced. The authors review the examples of the industrially produced elements which act as the limiters. The article analyses the parameters of the limiters produced by different manufacturers. According to the obtained analytical ratios and proceeding from the analysis of the parameters of produced by manufacturers limiters, the recommendations and the estimation technique for the selection of limiters for power supply circuits are given. The application field of this research is the schemes with transistors operating in key modes, such as the schemes of constant voltage pulse converter.