

**ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ВЫХОДНЫХ ЦЕПЯХ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ,
РАБОТАЮЩЕГО НА НЕСТАЦИОНАРНУЮ ТЕХНОЛОГИЧЕСКУЮ НАГРУЗКУ**

Ю.В.Руденко, канд.техн.наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.
e-mail: rudenko@ied.org.ua

Исследованы процессы в выходных цепях секционированного источника питания при скачкообразных изменениях нагрузки, обусловленных режимами работы технологического оборудования. Получены аналитические выражения, позволяющие оценить влияние компонентов выходного фильтра на параметры переходного процесса: пульсации выходного тока и напряжения, длительность переходного процесса. Это позволяет выбрать оптимальные значения параметров выходного фильтра для обеспечения необходимых требований со стороны технологической нагрузки. Библ. 6, рис. 5.

Ключевые слова: импульсный источник питания, переходные процессы, электровакуумное технологическое оборудование.

Введение. Особенностью работы источников питания электронно-лучевого оборудования является наличие нестационарных периодических или непериодических режимов нагрузки, когда имеет место скачкообразное изменение уровня выходного тока. Такие режимы могут носить непериодический характер и возникать вследствие электрических пробоев в электронно-лучевых пушках, либо периодический характер из-за специфики работы нагрузки (электронно-лучевое сварочное оборудование). Большое значение при проектировании таких источников питания имеет обеспечение необходимых параметров их выходных сигналов в переходных режимах при скачкообразном изменении тока нагрузки [1,4]. К таким параметрам относится вызванная указанными скачками пульсация выходного напряжения или тока источника и длительность переходного процесса. Обеспечение заданных выходных параметров сигналов при работе на технологическую нагрузку напрямую связано со структурой силовой части источника питания и параметрами выходных LC -фильтров [2,5]. В работе [6] для построения высоковольтной системы электропитания предложена секционированная структура, где в основе устройства лежит секция, включающая трехфазный выпрямитель и импульсный регулятор понижающего типа, рассчитанные на относительно низкие напряжения. Последовательное соединение по выходу таких секций позволяет формировать выходное напряжение высокого уровня, а использование управляемых шунтирующих цепей параллельно выходу каждой секции дает возможность реализовать токовую защиту источника питания, затрудняя тем самым переход искровых разрядов в технологической нагрузке в дуговые разряды.

Целью данной работы является анализ переходных процессов при скачкообразных изменениях тока нагрузки в секционированном источнике питания [6], в котором импульсные регуляторы в каждой секции работают в режиме релейной стабилизации выходного напряжения.

Для уменьшения влияния энергии выходного конденсатора в источнике питания на развитие и поддержание дуговых разрядов в технологической нагрузке в работе [2] предлагается соединить источник и нагрузку через дополнительное активное сопротивление. Используя такой подход для ограничения энергии в выходной цепи источника питания, рассмотрим процессы в схеме источника, в которой последовательно выходному конденсатору C введено активное сопротивление R_C параллельно с диодом VD_2 . В таком случае эквивалентная схема, в соответствии с которой протекают процессы в выходной цепи импульсного регулятора при скачкообразном изменении нагрузки, будет иметь вид, показанный на рис. 1. Диод VD_2 , таким образом, обеспечивает влияние введенного резистора только на этапе разряда выходного конденсатора в нагрузку.

В данной схеме регулятора обозначено: γE – источник импульсного напряжения, приобретающий амплитудное значение E на этапе накопления дросселем L энергии ($\gamma = 1$) и нулевое значение на этапе отдачи дросселем энергии в выходную цепь ($\gamma = 0$), R_n – цепь нагрузки. Режим, близкий к холостому ходу, моделируется резистором R_1 при разомкнутом ключе $К_1$. Режим нагрузки (номинальной либо близкой к режиму КЗ при дугообразовании) моделируется эквивалентным сопротивле-

нием R_e , соответствующим параллельному соединению резисторов R_1, R_2 при замкнутом ключе Кл₁: $R_e = (R_1 R_2) / (R_1 + R_2)$.

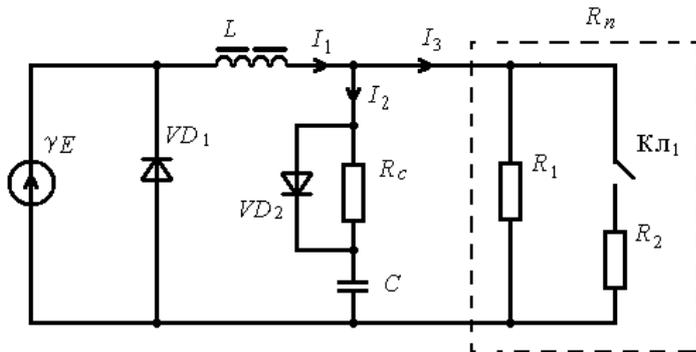


Рис. 1

но переходит в открытое состояние, что следует из логики управления релейным стабилизатором (транзистор считается идеальным). Поэтому в эквивалентной схеме замещения после коммутации параметр $\gamma = 1$. Энергия, запасенная в конденсаторе, передается в нагрузку через резистор R_c . Диод VD_2 при этом закрыт. В данном режиме имеет место всплеск разрядного тока конденсатора с последующим его спадом. Этот всплеск разрядного тока определяет падение напряжения на R_c , которое, суммируясь с противоположным по знаку напряжением на конденсаторе, определяет скачок в минимум выходного напряжения регулятора. В момент времени, когда конденсатор разряжается до своего минимума и его разрядный ток достигает нуля, начинается этап заряда конденсатора до своего установившегося значения энергией дросселя через открывшийся диод VD_2 . С указанного момента времени выходное напряжение достигает значения, равного напряжению на конденсаторе с точностью до падения напряжения на открывшемся диоде VD_2 . Так как пульсация напряжения на конденсаторе обычно незначительна по сравнению с постоянной составляющей, то можно считать, что с этого момента выходное напряжение достигло своего номинального значения, а переходный процесс завершен. Таким образом, максимальная величина "провала" выходного напряжения при набросе нагрузки определяется только падением напряжения на резисторе R_c , вызванным током конденсатора на этапе его разряда. Следовательно, анализ процессов при набросе нагрузки достаточно рассматривать только на этапе разряда конденсатора до своего минимального значения, используя соответствующие эквивалентные схемы замещения. На рис. 2, а представлена эквивалентная схема выходной части регулятора при набросе нагрузки после коммутации.

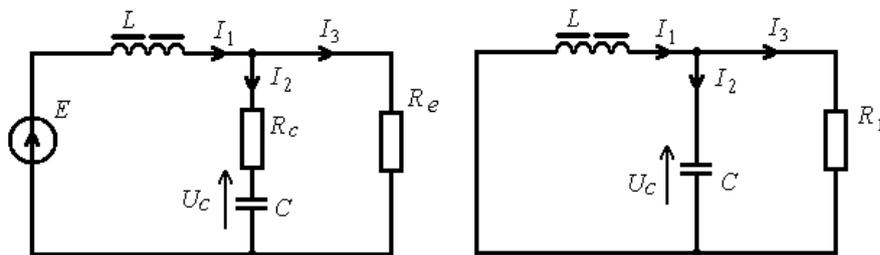


Рис. 2, а, б

источник ЭДС не участвует в процессе и представлен закороченной ветвью (открытый диод VD_1). Энергия, запасенная в дросселе, через открывшийся диод VD_2 передается в конденсатор C , заряжая его. Имеет место всплеск зарядного тока с дальнейшим его спадом. На этом этапе, пока открыт диод VD_2 , напряжение на нагрузке (на выходе регулятора) практически равно напряжению на конденсаторе с разницей на величину падения напряжения на открытом диоде VD_2 . Поэтому при сбросе нагрузки величина скачка выходного напряжения определяется величиной максимального заряда конденса-

Для упрощения анализа в работе не рассматривается влияние высоковольтного кабеля, соединяющего источник с технологической нагрузкой. Данные процессы достаточно подробно изложены в работе [3]. Основное внимание уделим изучению влияния параметров выходной цепи источника на переходные процессы в нем на примере одной секции исходя из эквивалентной схемы рис. 1.

Анализ переходных процессов. В переходном режиме при скачкообразном увеличении тока нагрузки (набросе нагрузки) после замыкания ключа Кл₁ транзистор в релейном стабилизаторе мгновенно

В переходном режиме при скачкообразном снижении тока нагрузки (сбросе нагрузки) после размыкания ключа Кл₁ силовой транзистор в релейном стабилизаторе мгновенно закрывается, что следует из логики управления релейным стабилизатором. Следовательно, в эквивалентной схеме замещения после коммутации $\gamma = 0$,

тора. В момент, когда конденсатор C заряжается до своего максимума, ток заряда конденсатора, соответствующий току диода VD_2 , достигает нулевого значения. Диод VD_2 закрывается, начинается разряд конденсатора через резистор R_C . Направление тока разряда противоположно предыдущему направлению тока заряда. Это приводит к появлению напряжения на резисторе R_C , которое противоположно по знаку напряжению на конденсаторе, и соответственно – к резкому уменьшению результирующего напряжения на нагрузке. Данное изменение сигналов обратной связи по цепям системы управления приводит к включению силового транзистора регулятора и окончанию переходного процесса. Таким образом, величина всплеска выходного напряжения при данном построении выходной цепи регулятора определяется величиной заряда конденсатора. Поэтому анализ соотношения параметров переходного процесса и параметров элементов схемы для режима сброса нагрузки достаточно рассматривать только на этапе заряда конденсатора до своего максимального значения. На рис. 2, б показана эквивалентная схема выходной части регулятора при сбросе нагрузки после коммутации.

Процессы при набросе нагрузки. Проанализируем процессы в выходных цепях регулятора при скачкообразном переходе нагрузки из номинального режима в режим, близкий к короткому замыканию при дугообразовании (эквивалентное сопротивление $R_e=2$ Ом), на примере следующих параметров схемы замещения: напряжение $E=2000$ В, индуктивность дросселя $L=0,12$ Гн, емкость конденсатора $C=10$ мкФ, сопротивление нагрузки в номинальном режиме $R_1=2$ кОм.

В соответствии с методикой анализа переходных процессов классическим методом составим систему дифференциальных уравнений для схемы после коммутации относительно независимых переменных – тока в индуктивности I_1 и напряжения на конденсаторе U_C , задавая предварительно условные направления токов и напряжений, как показано на рис. 2, а. Допускаем, что до коммутации силовой транзистор регулятора находится в открытом состоянии ($\gamma = 1$), пульсации напряжения на конденсаторе незначительны по сравнению с номинальным напряжением E , до которого он заряжен. Система полученных уравнений имеет вид:

$$L \frac{dI_1}{dt} + R_C C \frac{dU_C}{dt} + U_C = E, \quad R_C C \frac{dU_C}{dt} + U_C = I_3 R_e, \quad (1)$$

где $I_3 = I_1 - C \frac{dU_C}{dt}$, $I_2 = C \frac{dU_C}{dt}$.

Преобразуем систему уравнений (1) к дифференциальному уравнению второго порядка относительно одной независимой переменной U_C :

$$A \frac{d^2 U_C}{dt^2} + B \frac{dU_C}{dt} + U_C = E, \quad (2)$$

где $A = LC \frac{R_C + R_e}{R_e}$, $B = \frac{L}{R_e} + R_C C$.

Для заданных параметров режима корни характеристического уравнения, полученного из выражения (2), являются действительными, поэтому решением системы (1) являются следующие зависимости:

$$U_C(t) = U_C^{cg} + U_C^y = K(e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) + E, \quad (3)$$

$$I_1(t) = B_1 e^{p_1 t} + B_2 e^{p_2 t} + \frac{E}{R_e}, \quad (4)$$

где $K = \frac{E}{(p_1 - p_2)} \cdot \frac{(R_e/R_1 - 1)}{C(R_C + R_e)}$, $B_1 = \frac{K}{R_e} (1 + Cp_1(R_C + R_e))$, $B_2 = -\frac{K}{R_e} (1 + Cp_2(R_C + R_e))$, p_1, p_2 – кор-

ни характеристического уравнения, причем, $p_1 = \left(-B - \sqrt{B^2 - 4A} \right) / 2A$, $p_2 = \left(-B + \sqrt{B^2 - 4A} \right) / 2A$.

Соответственно, решения для зависимых переменных имеют вид

$$I_2(t) = C \frac{dU_C(t)}{dt} = CK(p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}), \quad U_L(t) = L \frac{dI_1(t)}{dt} = LB_1 p_1 e^{p_1 t} + LB_2 p_2 e^{p_2 t}. \quad (5,6)$$

Для определения длительности переходного процесса, определяемого временем разряда конденсатора C до минимального значения, найдем из уравнения (5) параметр времени t_p , при котором $I_2(t) = 0$. Запишем искомый параметр t_p , определяющий время переходного процесса:

$$t_p = \frac{\ln(p_2/p_1)}{(p_1 - p_2)}. \quad (7)$$

Величина скачка, определяющая пульсацию выходного напряжения $\Delta U_{out}^{наб}$ при набросе нагрузки, характеризуется величиной скачка напряжения на резисторе R_C , через который протекает ток разряда конденсатора $I_2(t)$ в момент времени $t=0$. Поэтому

$$\Delta U_{out}^{наб} = I_2(0)R_C = E \frac{(R_e/R_1 - 1)}{(R_e/R_C + 1)}. \quad (8)$$

Таким образом, полученные выражения (7), (8) позволяют определить искомые параметры переходного процесса в регуляторе при набросе нагрузки из номинального режима в режим близкий к короткому замыканию, который характерен при дугообразовании в технологической нагрузке. Как видно из выражения (8), величина скачка выходного напряжения рассматриваемой схемы регулятора при набросе нагрузки не зависит от емкости выходного конденсатора, а определяется только величиной сопротивления R_C и соотношением сопротивлений нагрузки в режимах до и после коммутации. Тем не менее, важным аспектом при определении параметров элементов регулятора остается выбор оптимального значения емкости выходного конденсатора. Увеличение выходной емкости, как известно, уменьшает пульсации выходного напряжения в стационарных режимах. Однако, при работе источников питания на электровакуумное оборудование выходную емкость необходимо выбирать такой, чтобы энергия, выделяющаяся из выходной цепи источника на электроды пушки, не превышала определенного значения (50 Дж), выше которого происходит необратимое разрушение электродов [2]. Рассмотрим влияние введенного резистора R_C на процессы в выходной цепи регулятора. Для этого оценим характер изменения выходной мощности регулятора при набросе нагрузки в режим, близкий к короткому замыканию. Выходной ток регулятора после коммутации определяется выражением

$$I_3(t) = I_1(t) - C \frac{dU_C(t)}{dt} = G_1 e^{p_1 t} + G_2 e^{p_2 t} + \frac{E}{R_e}, \quad (9)$$

где $G_1 = B_1 - CK_1 p_1$, $G_2 = B_2 - CK_2 p_2$.

Имея выражение для выходного тока (9), можно определить зависимость мгновенного значения выходной мощности, которая принимает следующий вид:

$$P_{out}^{наб}(t) = I_3(t)^2 R_e. \quad (10)$$

При нулевом значении сопротивления $R_C=0$ график мгновенных значений мощности на выходе регулятора на интервале переходного процесса $t_p=160$ мкс показан на рис. 3, а. Как видно из графика, в момент коммутации имеет место скачкообразный всплеск мгновенной мощности на выходе. Этот всплеск обусловлен преобладающей составляющей тока разряда конденсатора I_2 на нагрузку, близкую к короткому замыканию, который суммируется с относительно малой на этом отрезке времени составляющей тока дросселя I_1 . Таким образом, данный режим характеризуется значительным выделением энергии из выходной цепи источника, запасенной в конденсаторе, в цепь нагрузки непосредственно в момент коммутации.

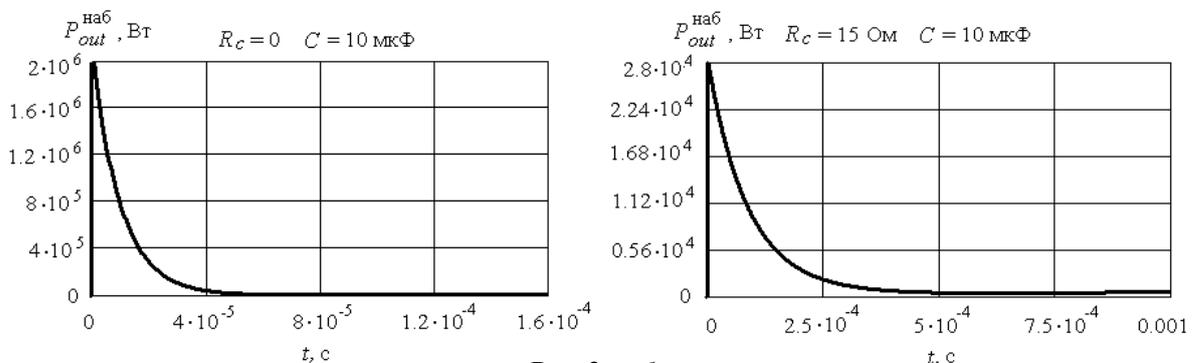


Рис. 3, а, б

При сопротивлении $R_C = 15$ Ом всплеск выходного тока в начальный момент времени при набросе значительно уменьшается, что отражается на количественных характеристиках изменения мгновенной мощности на выходе – рис. 3, б. Пиковое значение мгновенной мощности в момент коммутации уменьшается в 71 раз, а время переходного процесса увеличивается в 6,25 раза до величины

$t_p = 1000$ мкс. Характерной особенностью переходных процессов в рассматриваемом случае является то, что при дальнейшем увеличении сопротивления R_C пиковое значение в форме кривой мгновенной мощности в момент коммутации исчезает, а изменение величины мгновенной мощности на выходе источника на интервале переходного процесса имеет монотонно нарастающий характер и не приобретает критических значений в момент коммутации.

Оценим количество энергии, которое способно выделиться в нагрузку из выходной цепи рассматриваемой секции источника при набросе нагрузки за фиксированный промежуток времени t_a при различных значениях R_C . Эту величину энергии определим как интеграл от выходной мощности на отрезке времени от нуля до t_a . За величину промежутка времени t_a примем время задержки срабатывания вентиля системы защиты от коротких замыканий, которая реализуется с помощью шунтирующего силового вентиля [6] и обычно может быть обусловлена как инерционными свойствами системы управления источником, так и инерционностью самого вентиля.

Таким образом, количество энергии A_{ia} на выходе источника за интервал времени t_a можно определить как

$$A_{ia} = \int_0^{t_a} P_{out}^{наб}(t) dt, \quad \text{или}$$

$$A_{ia} = R_e \left[\frac{G_1^2}{2p_1} (e^{2p_1 t_a} - 1) + \frac{G_2^2}{2p_2} (e^{2p_2 t_a} - 1) + \frac{2G_1 G_2}{p_1 + p_2} (e^{(p_1 + p_2)t_a} - 1) + \frac{2EG_1}{R_e p_1} (e^{p_1 t_a} - 1) + \frac{2EG_2}{R_e p_2} (e^{p_2 t_a} - 1) + \left(\frac{E}{R_e} \right)^2 t_a \right]. \quad (11)$$

Исходя из экспериментальных данных, примем для анализа общее время задержки срабатывания шунтирующего вентиля равным $t_a = 5$ мкс. В таком случае при значении $R_C = 0$, $C = 10$ мкФ суммарная энергия, выделяемая за указанное время из выходной цепи (из конденсатора C) в цепь нагрузки, составляет, согласно выражению (11), величину $A_{ia} = 7,87$ Дж. Такие высокие уровни выделяемой энергии из источника в цепь нагрузки могут входить в противоречие с требованиями электропитания электровакуумных технологических нагрузок [2]. При величине сопротивления $R_C = 5$ Ом количество энергии, выделяемой в нагрузку за время t_a , составляет $A_{ia} = 0,76$ Дж, что почти в 10 раз меньше, чем при отсутствии данного сопротивления. При сопротивлении $R_C = 15$ Ом количество выделяемой энергии еще меньше – 136 мДж.

Как показывает анализ, если задан допустимый уровень выходной энергии, можно определить граничные значения R_C , построив зависимости в соответствии с выражением (11). На рис. 4 показаны эти зависимости при $t_a = 5$ мкс и различных значениях емкости конденсатора C : 100 мкФ, 10 мкФ, 1 мкФ. Данные зависимости позволяют выбирать минимально допустимое значение сопротивления R_C , которое обеспечивает заданный уровень энергии, выделяемой из выходных цепей источника за промежуток времени t_a . Более высокие значения R_C слабо влияют на дальнейшее снижение выделяемой энергии на выходе регулятора и требуют отдельного согласования с допустимым уровнем пульсаций на основной частоте преобразования в стационарном режиме.

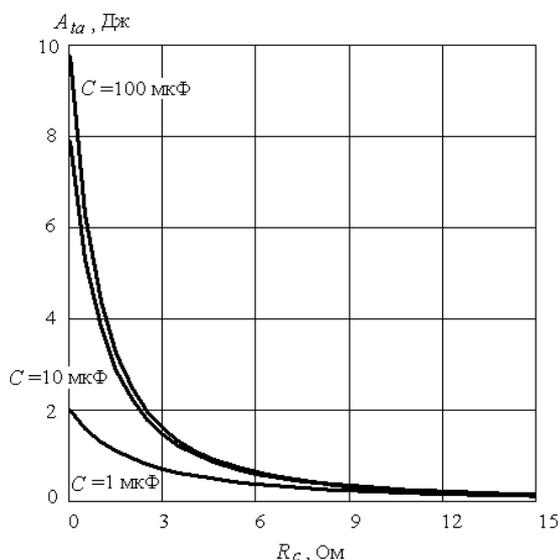


Рис. 4

Приведенные графики свидетельствуют также о слабой зависимости уровня энергии, выделяемой источником, от емкости конденсатора при одинаковых значениях сопротивления R_C уже при величинах выше 10 Ом. Однако, несмотря на возможность ограничения выходной энергии на необходимом уровне сопротивлением в десятки Ом, столь низкие значения сопротивления при больших токах разряда емкости вызывают большие значения потерь энергии с уровнями мощности порядка десятков киловатт, что требует специальных мер обеспечения безопасности.

Рассмотрим переходной процесс при скачкообразном переходе нагрузки из режима холостого тока (сопротивление $R_l = 2000$ кОм) в номинальный режим ($R_e = 2$ кОм).

При данном соотношении параметров нагрузок дискриминант характеристического уравнения, полу-

чаемого из выражения (2), имеет отрицательные значения. Поэтому полным решением исходной системы уравнений (1) в этом случае является следующее выражение:

$$U_C(t) = e^{\tau t} M \sin(\omega t) + E, \quad (12)$$

где $M = \frac{E}{\omega} \cdot \frac{(R_e/R_1 - 1)}{C(R_C + R_e)}$, $\tau = -\frac{B}{2A}$, $\omega = \frac{\sqrt{|B^2 - 4A|}}{2A}$, параметры A, B определяются согласно обозначениям уравнения (2).

Тогда выражение для тока через конденсатор приобретает вид:

$$I_2(t) = e^{\tau t} CM(\omega \cos(\omega t) + \tau \sin(\omega t)), \quad (13)$$

а выражение для тока дросселя $I_1(t)$ может быть найдено после подстановки (12) в следующее соотношение:

$$I_1(t) = \frac{1}{R_e} U_C(t) + \frac{C(R_C + R_e)}{R_e} \cdot \frac{dU_C(t)}{dt}. \quad (14)$$

Время t_p разряда конденсатора определим, приравняв к нулю функцию тока $I_2(t)$ в выражении (13). Тогда получим необходимое к выполнению условие

$$\omega \cos(\omega t) + \tau \sin(\omega t) = 0. \quad (15)$$

Решение уравнения (15) зависит от соотношения параметров ω и τ . Если $\omega/\tau < 1$, то

$$t_p = \omega^{-1} \arctg(-\omega/\tau), \quad (16)$$

если $\omega/\tau > 1$, то решением будет выражение

$$t_p = \omega^{-1} \operatorname{arccctg}(-\tau/\omega) = \omega^{-1} [0,5\pi - \arctg(-\tau/\omega)]. \quad (17)$$

Величина скачка выходного напряжения $\Delta U_{out}^{наб}$ при набросе нагрузки из режима холостого хода в номинальный режим может быть найдена исходя из полученных аналитических выражений (12)–(14).

Как показывает анализ, в случае наброса нагрузки из режима холостого хода в номинальный режим в начальный момент времени всплеск выходного тока отсутствует, несмотря на имеющийся всплеск тока в конденсаторе. Это связано с тем, что при набросе в номинальный режим составляющая тока конденсатора в выходном токе не превышает установившееся значения тока нагрузки (режим номинального тока). В случае наброса в номинальный режим выходной ток скачком увеличивается до своего номинального значения с учетом дальнейшего незначительного переходного процесса. В связи с таким характером изменения выходного тока мгновенная мощность P_{out} на выходе источника не имеет значительных всплесков и превышений номинального значения в моменты после коммутации, как это имеет место в случае наброса нагрузки в режим близкий к короткому замыканию. Соответственно, в рассматриваемом случае наброса нагрузки в номинальный режим отсутствуют предпосылки к мгновенному выделению энергии из выходной цепи источника в момент коммутации и провоцированию дугообразования в технологической нагрузке.

Процессы при сбросе нагрузки. Рассмотрим режим скачкообразного перехода нагрузки из номинального режима в режим холостого хода. В номинальном режиме нагрузка представлена эквивалентным сопротивлением $R_e=2$ кОм, в режиме холостого хода – $R_1=2000$ кОм. Процесс рассматриваем только на этапе заряда конденсатора C до момента времени, когда зарядный ток конденсатора достигает нуля. Анализ сброса нагрузки из режима короткого замыкания в номинальный режим не рассматривается. Это связано с тем, что выход из короткого замыкания в рассматриваемой структуре источника питания [6] осуществляется из состояния зашунтированной выходной цепи источника и отключенного силового вентиля, когда ток дросселя за время защитной паузы от короткого замыкания снизился до нуля или минимальных значений не больших, чем номинальный ток нагрузки.

Составим систему дифференциальных уравнений для схемы после коммутации относительно независимых переменных – тока в индуктивности I_1 и напряжения на конденсаторе U_C , задав предварительно условные направления токов и напряжений, как показано на рисунке (рис. 2, б). Допускаем, что до коммутации силовой транзистор регулятора находится в открытом состоянии ($\gamma = 1$), пульсации напряжения на конденсаторе незначительны по сравнению с номинальным напряжением E , до которого он заряжен. Система полученных уравнений имеет следующий вид:

$$L \frac{dI_1}{dt} + U_C = 0, \quad U_C = I_3 R_1, \quad I_3 = I_1 - C \frac{dU_C}{dt}. \quad (18)$$

После соответствующих преобразований перейдем к дифференциальному уравнению второго порядка относительно независимой переменной I_1

$$LC \frac{d^2 I_1}{dt^2} + \frac{L}{R_1} \cdot \frac{dI_1}{dt} + I_1 = 0. \quad (19)$$

Дискриминант характеристического уравнения, полученного из выражения (19), для рассматриваемых параметров эквивалентной схемы имеет отрицательные значения. Поэтому полным решением уравнения (19) является следующее выражение:

$$I_1(t) = e^{\tau t} (F_1 \cos(\omega t) + F_2 \sin(\omega t)), \quad (20)$$

где $\tau = -\frac{\beta}{2\alpha}$, $\omega = \frac{\sqrt{\beta^2 - 4\alpha}}{2\alpha}$, $\alpha = LC$, $\beta = \frac{L}{R_1}$, $F_1 = \frac{E}{R_e}$, $F_2 = -\frac{E}{\omega R_e} \left(\frac{R_e}{L} + \tau \right)$.

Исходя из первоначальной системы дифференциальных уравнений (18) можно получить выражения для напряжения на конденсаторе $U_C(t)$ и тока через конденсатор $I_2(t)$

$$U_C(t) = -Le^{\tau t} (B_1 \cos(\omega t) + B_2 \sin(\omega t)), \quad I_2(t) = -LCe^{\tau t} (D_1 \cos(\omega t) + D_2 \sin(\omega t)), \quad (21,22)$$

где $B_1 = \tau F_1 + \omega F_2$, $B_2 = \tau F_2 - \omega F_1$, $D_1 = \tau B_1 + \omega B_2$, $D_2 = \tau B_2 - \omega B_1$.

Время заряда конденсатора t_z , характеризующее длительность переходного процесса при сбросе нагрузки, определяется согласно условию равенства нулю тока $I_2(t)$ в выражении (22)

$$\begin{aligned} \text{для случая, когда } D_1/D_2 < 1, & \quad t_z = \omega^{-1} \cdot \arctg(-D_1/D_2), \\ \text{для случая, когда } D_1/D_2 > 1, & \quad t_z = \omega^{-1} [0,5\pi - \arctg(-D_2/D_1)]. \end{aligned}$$

Как следует из анализа полученных зависимостей при сбросе нагрузки (20)–(22), для рассматриваемого примера параметров величина скачка напряжения на конденсаторе существенно зависит от величины емкости конденсатора при малых ее значениях. Так, при значениях емкости в пределах 1...10 мкФ величина скачка доходит до 30 В. В пределах значений емкости 10...100 мкФ величина скачка составляет 1...3 В. Величина всплеска тока через конденсатор при варьировании его емкости неизменна и соответствует величине номинального тока до момента сброса нагрузки. Незначительные изменения имеют место в длительности заряда конденсатора. Абсолютные значения скачка напряжения на нагрузке $\Delta U_{out}^{сбр}$ и длительности t_z заряда конденсатора, которые соответствуют длительности переходного процесса при сбросе нагрузки, показаны на рис. 5 в зависимости от различных значений емкости. Величина скачка напряжения на нагрузке, соответствующая пульсации напряжения на конденсаторе, определяется как разность максимального его значения в момент времени t_z и значения в момент $t=0$ из выражения (21).

Выводы. Полученные аналитические выражения позволяют исследовать переходные процессы при скачкообразных изменениях нагрузки в одном из регуляторов секционированного источника питания. Однако результаты анализа позволяют их применить и для всего источника в целом, изучив тенденции влияния параметров элементов рассмотренной конфигурации выходной части регулятора.

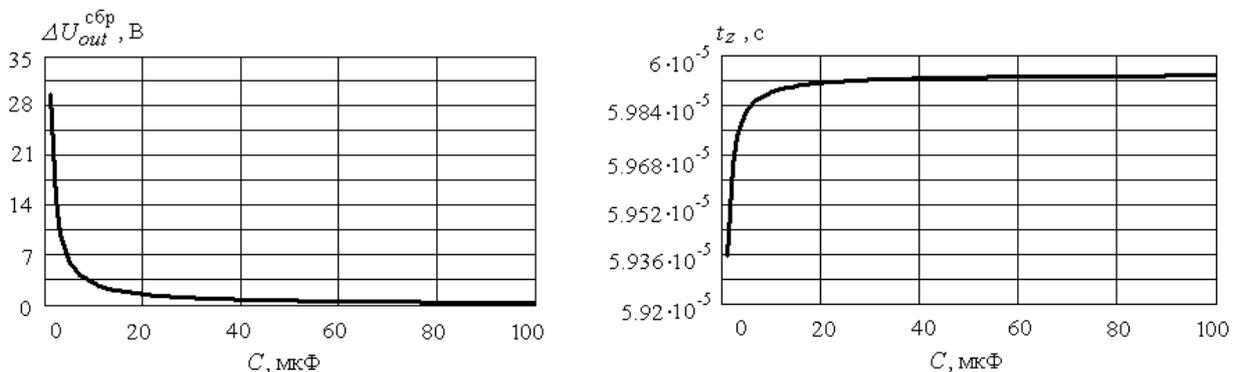


Рис. 5

Так, анализ процессов подтверждает, что существенное влияние на количество энергии, способное выделиться из выходного конденсатора в цепь нагрузки при ее набросе из номинального режима в режим, близкий к короткому замыканию, оказывает включение активного сопротивления в цепь разряда конденсатора. Полученные аналитические выражения позволяют выбрать оптимальное значение такого сопротивления, при котором количество энергии, способное выделиться из выходного конденсатора при набросе нагрузки, не будет превышать допустимого уровня. Исследования показали также, что количество энергии, выделяемое из выходной цепи в нагрузку в данном режиме наброса нагрузки, практически не зависит от величины емкости выходного конденсатора, а определяется только величиной введенного в цепь разряда активного сопротивления. Это дает возможность обоснованного увеличения емкости выходного конденсатора до величины, обеспечивающей требуемые уровни пульсаций выходного напряжения как в переходных, так и в стационарных режимах.

1. Башенко В.В. Электронно-лучевые установки. – Л.: Машиностроение. – 1972. – 168 с.
2. Казимиров Н.Н., Лоскутов Г.А. Переходные процессы в источнике питания при погасании разряда в сварочной пушке // Автоматическая сварка. – 1983. – №11. – С. 41–43.
3. Комаров Н.С., Руденко Ю.В. Процессы в выходной цепи источника электропитания электронно-лучевой пушки при пробоях // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2008. – Вип. 21. – С. 109–117.
4. Кручинин А.М., Долбилин Е.В., Чурсин А.Ю. Источники питания установок с концентрированными потоками энергии // Электротехника. – 1987. – №8. – С. 36–39.
5. Назаренко О.К., Локишин В.Е. Динамические характеристики высоковольтных источников питания для электронно-лучевой сварки // Автоматическая сварка. – 2005. – №1. – С. 36–38.
6. Патент № 85316, Україна, МПК H02M 7/10. Високовольтне джерело живлення для електронно-променевого обладнання // Комаров М.С., Руденко Ю.В. // Промислова власність. – 2009. – № 1.

УДК 621.314

ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ У ВИХІДНИХ КОЛАХ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ, ЩО ПРАЦЮЄ НА НЕСТАЦІОНАРНЕ ТЕХНОЛОГІЧНЕ НАВАНТАЖЕННЯ

Ю.В. Руденко, канд.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна. e-mail: rudenko@ied.org.ua

Досліджено процеси у вихідних колах секціонованого джерела живлення при стрибкоподібних змінах навантаження, що обумовлені режимами роботи технологічного обладнання. Отримано аналітичні вирази, що дають змогу оцінити вплив компонентів вихідного фільтра на параметри перехідного процесу: пульсації вихідного струму та напруги, тривалість перехідного процесу. Це дає змогу вибрати оптимальні значення параметрів вихідного фільтра для забезпечення необхідних вимог з боку технологічного навантаження. Бібл. 6, рис. 5.

Ключові слова: імпульсне джерело живлення, перехідні процеси, електровакуумне технологічне обладнання.

TRANSIENT PROCESSES AT THE POWER SUPPLY OUTPUT CIRCUITS WHICH OPERATES WITH NON-STATIONARY TECHNOLOGICAL LOAD

Yu.V. Rudenko,

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy av., 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine. e-mail: rudenko@ied.org.ua

The processes in sectioned power supply output circuits with jumping load caused by operating modes of technological equipment are investigated. The analytic expressions are given which allow to evaluate the effect of output filter components to transient processes parameters: ripples of output current and voltage, duration of transient process. This allows to choose the optimal values of output filter parameters in order to provide necessary demands of technological load. References 6, figures 5.

Key words: pulse power supply, transient processes, electric vacuum equipment.

1. Bashenko V.V. Electron-beam installations. – Leningrad: Mashinostroenie. – 1972. – 168 p. (Rus)
2. Kazimirov N.N., Loskutov G.A. Transient processes at power supply under the discharge extinction at welding gun // Avtomaticheskaja svarka. – 1983. – №11. – Pp. 41–43. (Rus)
3. Komarov N.S., Rudenko Yu.V. The processes at power supply circuit for electron-beam gun under the breakdowns // Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2008. – №21. – Pp. 109–117. (Rus)
4. Kruchinin A.M., Dolbilin E.V., Chursin A.Yu. Power supplies of installations with concentrated energy currents // Elektrotehnika. – 1987. – №8. – Pp. 36–39. (Rus)
5. Nazarenko O.K., Lokshin V.E. Dynamic characteristics of high voltage power supplies for electron-beam welding // Avtomaticheskaja svarka. – 2005. – №1. – Pp. 36–38. (Rus)
6. Patent № 85316, Ukraine, МПК H02M 7/10. High voltage power supply for electron-beam equipment // Komarov M.S., Rudenko Yu.V. // Promyslova vlasnist. – 2009. – №1. (Ukr)

Надійшла 31.08.2012

Received 31.08.2012