

ВЛИЯНИЕ КОММУТАЦИОННОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА УСТОЙЧИВОСТЬ ГОРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО МИКРОПЛАЗМОТРОНА

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

Рассчитано коммутационное сопротивление трехфазного мостового выпрямителя с R-L нагрузкой, питающегося от источника тока. На основании эквивалентной схемы выпрямителя при малых отклонениях тока дуги определено условие устойчивого горения электрической дуги в цепи источник тока – трехфазный мостовой выпрямитель – индуктивность – операторное сопротивление дуги. Это условие по форме совпадает с критерием Кауфмана, но функцию балластного сопротивления в этом случае выполняет коммутационное сопротивление. Библ. 11, рис. 7.

Ключевые слова: выпрямитель, коммутационное сопротивление, электрическая дуга, устойчивость горения.

Введение. В электродуговых технологиях особое место занимают устройства с отрицательным дифференциальным сопротивлением электрической дуги. Это слаботоковые устройства с током от 1 до 10 А и напряжением от 50 до 600 В.

Большой класс электродуговых устройств с отрицательным дифференциальным сопротивлением представляют микроплазмотроны постоянного тока с обдувом электрической дуги. Наибольшее распространение нашли микроплазмотроны с газовой стабилизацией плазменной струи и с фиксацией длины дуги уступом. Наряду с другими видами микроплазмотронов они используются для резки тонколистовых материалов и нагрева газов. Последние нашли широкое применение как плазменные системы зажигания и рассматриваются одним из перспективных средств эффективного воспламенения топливной смеси в камерах сгорания газотурбинных двигателей различного назначения. Также эти системы могут эффективно использоваться в химических реакторах, промышленных котлах и устройствах различного назначения. Одним из таких устройств является хемилюминесцентный газоанализатор, где микроплазмотрон постоянного тока является генератором атомарного кислорода.

В работе [4] для электрической дуги с обдувом и отрицательным дифференциальным сопротивлением определен критерий устойчивости её горения и сформулированы требования к источнику электропитания, который должен быть источником постоянного сглаженного тока. В зависимости от способов реализации источника тока применяются различные схемные решения: резонансные [5], квазирезонансные инверторы [3] различных типов или сетевые параметрические преобразователи источника напряжения в источник тока на базе индуктивно-емкостных преобразователей (ИЭП) [6,7].

В данной работе остановимся на сетевых источниках питания, построенных по следующей схеме: источник тока–выпрямитель–индуктивность–электродуговая нагрузка, представленная статическим сопротивлением дуги R_s . Включение в эту схему индуктивности обусловлено необходимостью получения сглаженного тока, а его пульсации будут определяться её величиной, которая также является одним из параметров, определяющих условие устойчивого горения электрической дуги с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Цель статьи – определение условия устойчивого горения электрической дуги в технологическом микроплазмотроне, электропитание которого осуществляется от источника постоянного сглаженного тока.

Определение коммутационного сопротивления трехфазного мостового выпрямителя.

Теория коммутации в полупроводниковых преобразователях, питающихся от источника напряжения, нашла свое развитие со времен Делленбаха (1924г.) в работах А.А.Булгакова, А.В.Поссе, Н.П.Костенко, Л.Р.Неймана, Г.Н.Блаудзевича и других ученых.

Суть этой теории заключается (при принятых допущениях: вторичные ЭДС заданы, вторичные омические сопротивления равны нулю) в снижении среднего значения выпрямленного напряжения вследствие коммутации, то есть перекрытия вентилей. Это коммутационное снижение среднего значения напряжения прямо пропорционально произведению вторичного реактansa на выпрямленный ток в конце коммутации и обратно пропорционально продолжительности данного интервала. В работе [1] сформулировано следующее положение: при приближенном учете коммутации выпрямленное напряжение может иметь такую же величину, как и при идеальной коммутации, если в импеданс внешней цепи ввести добавочное омическое сопротивление (коммутационное), пропорциональное вторичному реактансу рассеяния. Это же условие, полученное разными путями с различными допущениями, приводится и в других литературных источниках.

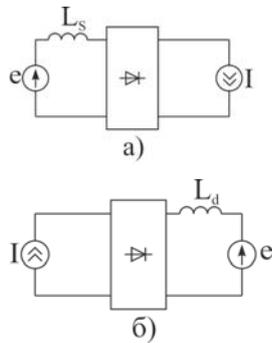


Рис. 1

В данной статье эту теорию предлагается использовать и для случая питания полупроводниковых выпрямителей от источника тока, однако прямой аналогии здесь не наблюдается, и можно только говорить о дуальности схем полупроводниковых преобразователей, питающихся от источника напряжения и источника тока, учитывая то, что нагрузочную цепь в выпрямителе с питанием от источника напряжения можно заменить источником тока при достаточно большой индуктивности в цепи нагрузки (рис. 1, а).

В схеме выпрямителя, питающегося от источника тока, ЭДС в цепи нагрузки можно представить падением напряжения на активном сопротивлении, и в этом случае мы получим эквивалентную схему выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку (рис. 1, б).

Используя основное определение коммутационного сопротивления R_k , как отношение коммутационного снижения среднего значения выпрямленного напряжения к току в конце интервала перекрытия, определим значение этого сопротивления для показанной на рис. 2 схемы трехфазного мостового выпрямителя с $R-L$ нагрузкой, питающегося от трехфазного источника переменного тока

$$I_a = \sqrt{2}I \sin \omega t; \quad I_b = \sqrt{2}I \sin(\omega t - 2\pi/3); \quad I_c = \sqrt{2}I \sin(\omega t - 4\pi/3). \quad (1)$$

В работе [11] проанализированы электромагнитные процессы в таком выпрямителе и определены действующие и средние значения входных и выходных токов и напряжений, на основании которых найдены значения коэффициентов преобразования выпрямителя по току и напряжению.

Работу такого выпрямителя следует рассматривать для двух режимов $\omega L_d/R_s < \sqrt{3}$ и $\omega L_d/R_s > \sqrt{3}$. Для первого режима графически токи и напряжение в цепях выпрямителя показаны на рис. 3, там же представлена последовательность проводящих диодов в течение цикла тока «а».

Напряжение и ток нагрузки на интервале $0 \leq \omega t \leq \pi/3$, когда проводящими являются диоды 1, 5, 6, определяются следующими выражениями:

$$i_d = -i_b = -\sqrt{2}I \sin(\omega t - 2\pi/3), \quad u_d = -\sqrt{2}IZ_d \sin(\omega t - 2\pi/3 + \varphi), \quad (2,3)$$

где $Z_d = \sqrt{R_s^2 + (\omega L_d)^2}$, $\varphi = \arctg(\omega L_d/R_s)$.

Напряжение нагрузки u_d до конца интервала не снижается до нуля. Переход к условиям проводимости следующего интервала $\pi/3$ происходит при переходе тока через нуль так, что, например, когда ток фазы «а» переходит через нуль к отрицательным значениям, проводящим сразу становится диод 4,

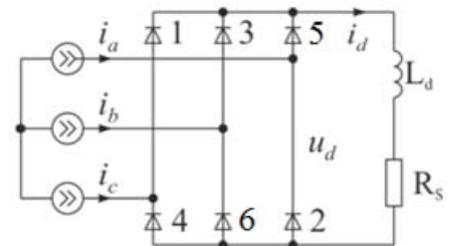


Рис. 2

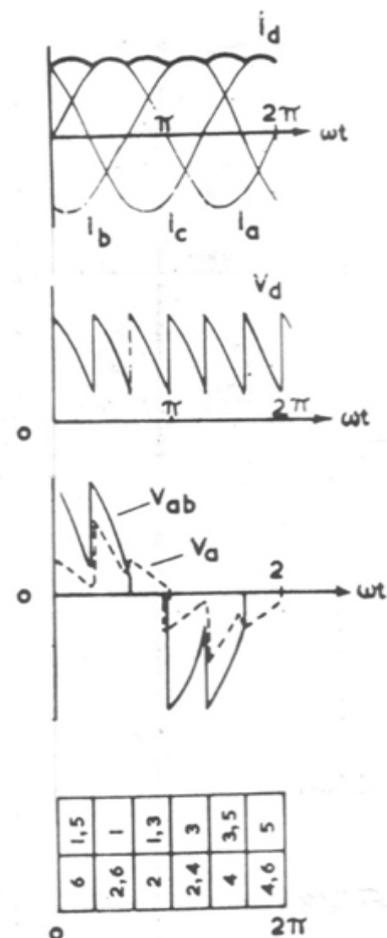


Рис. 3

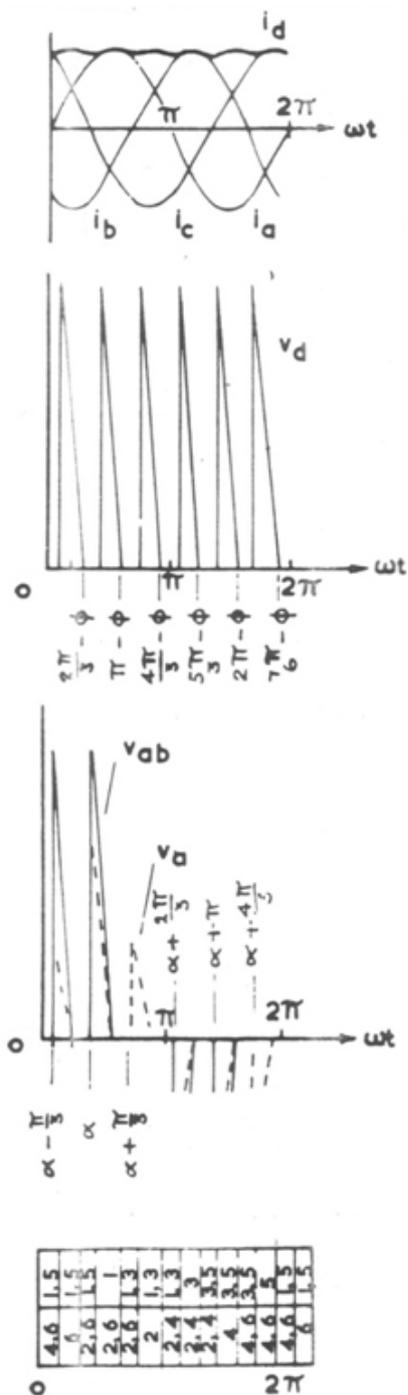


Рис. 4

вместо 1. Выходной ток, таким образом, представляет последовательность $\pi/3$ импульсов вокруг максимумов входных токов.

Как видно из рис. 3, в первом режиме отсутствуют коммутационные процессы, связанные с закорачиванием нагрузки и фаз источника питания, и коммутационное сопротивление равно нулю.

Во втором режиме, когда $\omega L_d/R_s > \sqrt{3}$, из уравнения (3) видно, что напряжение нагрузки мгновенно падает до нуля в конце первого интервала $\pi/3$, то есть когда $\omega t = \pi/3$.

Аналогично оно снижается до нуля в конце всех последующих интервалов. При угле $\varphi \geq \pi/3$ в момент времени $\omega t = 2\pi/3 - \varphi$ напряжение в нагрузке падает до нуля и, поскольку выпрямитель не может обеспечить отрицательное напряжение на выходе, дальнейшее увеличение угла $\varphi > \pi/3$ приводит к одновременному короткому замыканию в нагрузке и трехфазном источнике тока (рис. 4).

На рис. 4 показаны входные и выходные токи и напряжения трехфазного мостового выпрямителя и последовательность проводящих диодов в течение цикла тока фазы «b» в режиме, когда $\omega L_d/R_s > \sqrt{3}$.

В этом случае проводящими являются все шесть диодов, но диоды 3 и 4 будут проводить обратный ток и действительно проводящими являются только диоды 1, 2, 5 и 6. Режим короткого замыкания длится до момента, когда диод 5 запирается и ток, текущий через нагрузку, определяется током фазы «a» i_a , тогда проводящими являются диоды 1, 2, 6.

При коротком замыкании $2\pi/3 - \varphi \leq \omega t \leq \alpha$ экспоненциально затухающий ток нагрузки определяется по следующей формуле [11]:

$$i_d = \sqrt{2} I_s \sin \varphi \cdot \exp[-(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \text{ctg} \varphi], \quad (4)$$

где углы α и φ связаны соотношением

$$\sin \alpha = \sin \varphi \cdot \exp[-(\alpha + \varphi - 2\pi/3) \text{ctg} \varphi]. \quad (5)$$

Рассмотренные электромагнитные процессы в трехфазном мостовом выпрямителе для режима, когда $\omega L_d/R_s > \sqrt{3}$, позволяют проводить аналогию с коммутационными явлениями в полупроводниковых преобразователях с питанием от источника напряжения, где явление коммутации вызывается индуктивностью рассеяния вторичной обмотки трансформатора. Вследствие того, что в период коммутации $2\pi/3 - \varphi \leq \omega t \leq \alpha$ источник тока и нагрузка $R_s - L_d$ замкнуты накоротко, мгновенное значение выпрямленного напряжения равно нулю. Это приводит к возникновению падения напряжения ΔU_{dx} , которое определим

следующим образом, используя формулу (3) для $u_d(t)$

$$\Delta U_{dx} = \frac{6}{\pi} \int_{2\pi/3 - \varphi}^{\alpha} u_d d\omega t, \quad (6)$$

или

$$\Delta U_{dx} = 6\sqrt{2} I Z_d / \pi [1 + \cos(\alpha + \varphi + \pi/3)]. \quad (7)$$

Ток в нагрузке в конце интервала коммутации $\omega t = \alpha$ определяется в соответствии с выражениями (4,5) и равен

$$I_{d\alpha} = \sqrt{2} I_s \sin \alpha. \quad (8)$$

Коммутационное сопротивление определяем следующим образом:

$$R_k = \Delta U_{dx} / i_{d\alpha}, \quad (9)$$

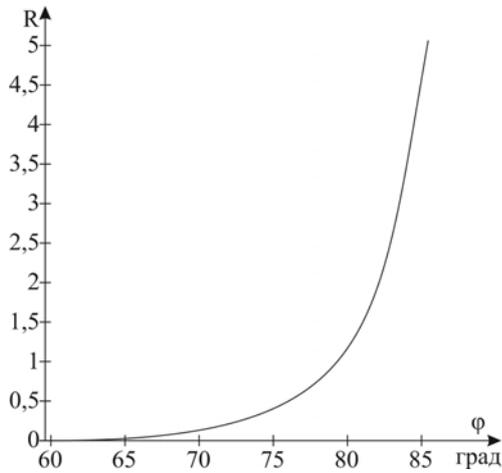


Рис. 5

$$\text{или} \quad R_k = 6Z_d (\pi \sin \alpha)^{-1} [1 + \cos(\alpha + \varphi + \pi/3)]. \quad (10)$$

Переходя к относительным единицам и деля последнее выражение на R_s , получаем выражение для относительного коммутационного сопротивления

$$R_k^* = \frac{6 [1 + \cos(\alpha + \varphi + \pi/3)]}{\pi \sin \alpha \cos \varphi}. \quad (11)$$

На рис. 5 показана зависимость коммутационного сопротивления трехфазного мостового выпрямителя от угла φ , построенная в соответствии с выражением (11).

Устойчивость горения электрической дуги с отрицательным дифференциальным сопротивлением. В соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе [8] выпрямитель может быть представлен источником ЭДС u_d (формула (3) и рис. 4) и последовательно включенным с ним коммутационным сопротивлением R_k (рис. 6).

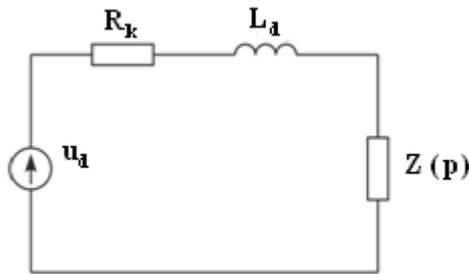


Рис. 6

При малых отклонениях тока в электрических цепях с дугой справедлива её замена функцией операторного входного сопротивления столба дуги $Z(p)$ (рис. 6), которая имеет следующий вид [9]:

$$Z(p) = (R_{S0} \theta p + R_{\text{диф},0}) (\theta p + 1)^{-1}, \quad (12)$$

где R_{S0} – линейное активное сопротивление, равное статическому сопротивлению столба дуги в последний момент времени перед скачком тока; $R_{\text{диф},0}$ – значение функции

$$R_{\text{диф}}(i_\theta) = dU(i_\theta) / di_\theta, \text{ которое определяет наклон касательной}$$

к статической вольт-амперной характеристике (ВАХ) столба дуги в точке тока статического состояния i_θ с сопротивлением $R_s = R_{S0}$.

Для расчета эквивалентной схемы, показанной на рис. 6, определим изображение функции u_d (рис. 4, формула 3), используя следующее выражение [10] для изображений кусочно-непрерывных функций общего вида:

$$F(p) = e^{-pt_1} G_{t_1}(p) - e^{-pt_2} G_{t_2}(p), \quad (13)$$

где $G_{t_1}(p)$ и $G_{t_2}(p)$ – изображения оригинала $g(t+\tau)$ соответственно в точке t_1 и точке t_2 .

$$\text{В нашем случае} \quad g(t) = u_d(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_1 \\ -\sqrt{2} I Z_d \sin(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) & \text{при } t_1 < t < t_2, \\ 0 & \text{при } t > t_2 \end{cases}$$

где $\omega t_1 = \alpha - \pi/3$ и $\omega t_2 = 2\pi/3 - \varphi$.

Функция $u_d(t + \pi/3\omega)$ является периодической с периодом $\pi/3$ и для её изображения получим следующее выражение:

$$U_d(p) = \frac{\sqrt{2} I Z_d}{p^2 + \omega^2} \left(1 - e^{-\frac{p\pi}{3\omega}} \right)^{-1} \left\{ [\omega \cos(\varphi + \alpha) + p \sin(\varphi + \alpha)] e^{-\frac{p(\alpha - \pi/3)}{\omega}} + \omega e^{-\frac{p(2\pi/3 - \varphi)}{\omega}} \right\}. \quad (14)$$

Полное комплексное сопротивление эквивалентной схемы (рис. 6) и ток в цепи равны

$$Z_\Sigma(p) = \frac{p^2 \theta L + p(\theta R_k + \theta R_s + L) + R_k + R_{\text{диф}}}{\theta p + 1}, \quad (15)$$

$$I(p)=U_d(p)/Z_{\Sigma}(p). \quad (16)$$

Для схемы, представленной на рис. 6, входной величиной является ЭДС $u_d(t)$, а выходной – ток дуги, и, следовательно, передаточная функция $W(p)$ такой системы является отношением тока дуги $I(p)$ к входной ЭДС $U_d(p)$ и равна

$$W(p)=Z_{\Sigma}^{-1}(p)=(\theta p+1)[p^2\theta L+p(\theta R_k+\theta R_s+L)+R_k+R_{\text{диф}}]^{-1}, \quad (17)$$

Знаменатель последней формулы является характеристическим уравнением данной системы, в котором критерий устойчивости определяется положительностью всех коэффициентов $\theta L > 0$, $\theta R_s + \theta R_k + L > 0$ и $R_k + R_{\text{диф}} > 0$. Первые два условия выполняются всегда, а последнее, когда коммутационное сопротивление R_k больше дифференциального сопротивления дуги в данной рабочей точке

$$R_k > |R_{\text{диф}0}|. \quad (18)$$

Это условие по форме совпадает с критерием устойчивости Кауфмана, а по содержанию отличается тем, что в критерии Кауфмана активным сопротивлением является балластное сопротивление, в котором теряется мощность. В нашем случае коммутационное сопротивление формально имеет активный характер, но так как в нем не рассеивается энергия, таковым не является. В неравенстве (18) дифференциальное сопротивление столба дуги $R_{\text{диф}0}$, которое определяет наклон касательной к статической ВАХ столба дуги в точке i_0 вычисляется по формуле

$$R_{\text{диф}}(i_0) = dU(i_0)/di_0, \quad (19)$$

где i_0 – ток статического состояния столба дуги; $U(i_0) = U_0 (i_0/i_0)^n$ – аппроксимация статической ВАХ столба дуги; n – показатель степени в аппроксимации статической ВАХ столба дуги; I_0 и U_0 – координаты одной из фиксированных точек статической ВАХ.

Вычисленное по формуле (19) $R_{\text{диф}0}$ в точке с координатами на статической ВАХ U_0 и $I_0 = i_0$ равно

$$R_{\text{диф}0} = nU_0/I_0 = R_s n. \quad (20)$$

Деля правую и левую часть неравенства (18) на R_s , получим

$$R_k^* > |n|. \quad (21)$$

По графической зависимости $R_k^* = f(\varphi)$, показанной на рис. 5, можно для значения n в определенной точке ВАХ найти, используя неравенство $R_k^* > n$, значение угла φ , при котором будет обеспечиваться устойчивое горение дуги.

Рассмотрим, как, используя полученные результаты, по ВАХ дуги и параметрам источника питания таким, как ток и напряжение его внешней характеристики и частота переменного тока f , можно определить в конкретном случае величину индуктивности в цепи дуги, которая обеспечит устойчивое ее горение.

Для микроплазмотрона ВП-2, разработанного в Центральном институте авиационного моторостроения (г. Москва), был рассчитан и изготовлен источник питания по схеме, представленной на рис. 2, где трехфазный источник тока выполнен на основе схемы ИЕП Г1-СЛ с совмещенным трансформатором-реактором [2]. Питание этого источника осуществлялось от трехфазной сети с частотой 400 Гц и фазным напряжением 105 В. На рис. 7 представлены нагрузочная характеристика ИП и ВАХ микроплазмотрона при перепадах давления на выходе сопла $P=0,04; 0,1; 0,2$ кг/см².

В точке пересечения нагрузочной характеристики ИП и ВАХ микроплазмотрона при перепаде давления $p=0,2$ кг/см² (точка А на рис. 7) определяем показатель аппроксимации статической ВАХ столба дуги n по формуле

$$n = \left. \frac{d \ln U}{d \ln I} \right|_{I=i_0}. \quad (22)$$

В точке A значение показателя аппроксимации n , вычисленное по формуле (22), равно $-0,32$. По формуле (21) выбираем $R_k^* = 0,33$. По графической зависимости на рис. 5 определяем значение угла $\varphi = 74,1^\circ$.

Значение статического сопротивления в точке пересечения нагрузочной характеристики ИП и ВАХ микроплазмотрона (точка A на рис. 7) равно $90,6 \text{ Ом}$.

По формуле $L=R_s \operatorname{tg} \varphi / 2\pi f$ для частоты переменного тока $f=400 \text{ Гц}$ определяем значение индуктивности равное $L=0,127 \text{ Гн}$, которое обеспечит устойчивое горение электрической дуги в данной точке при малых отклонениях тока дуги.

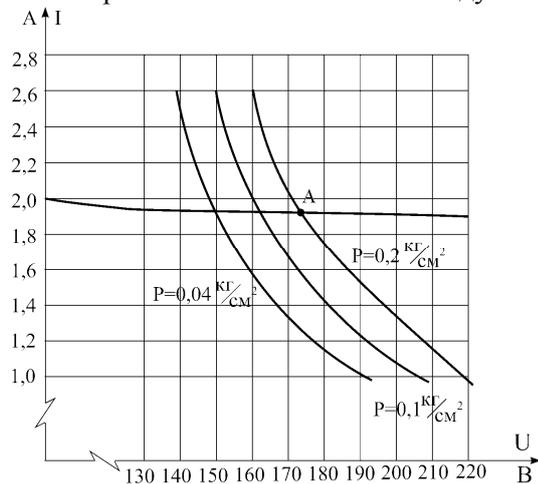


Рис. 7

В разработанном источнике питания для микроплазмотрона ВП-2 в цепи электрической дуги включена индуктивность $L=0,14 \text{ Гн}$, которая обеспечивает устойчивое горение дуги при перепадах давления на выходе сопла от $0,05$ до $0,25 \text{ кг/см}^2$. Сравнение теоретических и экспериментальных данных показывает хорошую сходимость ($<10\%$) полученных результатов.

Выводы.

1. Определено коммутационное сопротивление трехфазного мостового выпрямителя с $R-L$ нагрузкой, питающегося от источника тока.

2. Для цепи трехфазный источник тока–мостовой выпрямитель–индуктивность–электрическая дуга с отрицательным дифференциальным сопротивлением при малых отклонениях тока дуги определено условие ее устойчивого горения. В этом условии, совпадающем по форме

с критерием Кауфмана, функцию балластного сопротивления выполняет коммутационное сопротивление выпрямителя. Значение индуктивности, вычисленное по этому условию, отличается менее, чем на 10% от экспериментального.

1. Булгаков А.А. Новая теория управляемых выпрямителей. – М.: Наука, 1970. – 319 с.
2. Волков И.В., Губаревич В.Н., Чиженко А.И., Спиринов В.М. Зарядное устройство с совмещенным трансформатором-реактором индуктивно-емкостного преобразователя // Технічна електродинаміка. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – 1998. – Т.2. – С. 82–85.
3. Волков И.В., Губаревич В.Н., Спиринов В.М. Источник электропитания на основе квазирезонансного инвертора для систем зажигания газотурбинных двигателей // Технічна електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2002. – Ч.6. – С. 58–60.
4. Волков И.В., Губаревич В.Н., Спиринов В.М. Устойчивость системы источник тока–электрическая дуга с отрицательным дифференциальным сопротивлением // Технічна електродинаміка. – 1998. – №4. – С.43–45.
5. Губаревич В.Н., Подольный С.В., Спиринов В.М., Кабан В.П. Регулирование выходного напряжения в инверторе в однофазной системе инвертор–индуктивно-емкостной преобразователь // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2010. – № 25. – С. 114–118.
6. Кабан В.П., Матвеев В.Ю., Губаревич В.Н., Спиринов В.М. Расчет основных параметров индуктивно-емкостных преобразователей с учетом характера нагрузки // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2008. – №21. – С. 118–121.
7. Кабан В.П., Матвеев В.Ю., Губаревич В.Н., Спиринов В.М. Сравнительный анализ простейших схем индуктивно-емкостных преобразователей по установленной мощности реактивных элементов // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2009. – №24. – С. 94–99.
8. Поссе А.В. Замена выпрямителя эквивалентным генератором для расчета переходных процессов // Энергетика и транспорт. – 1965. – №4. – С. 19–34.
9. Сидорец В.Н. Обобщенная модель электрической дуги и ее приложения / Дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук: 05.09.05 – Київ, 1991. – 223 с.
10. Чемоданов Б.К. Математические основы теории автоматического регулирования. Том 2. – М.: Высшая школа, 1977. – 517 с.
11. Smith I.R., Nisar P.A. Rectifier operation with a constant current source // Intern J. of Elect. Eng. Education – 1972. – Vol. 10. – №1. – P. 58–63.

УДК 621.314.63; 621.3.014.31

ВПЛИВ КОМУТАЦІЙНОГО ОПОРУ ВИПРЯМЛЯЧА НА СТІЙКІСТЬ ГОРІННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ДУГИ ТЕХНОЛОГІЧНОГО МІКРОПЛАЗМОТРОНА

В.М.Спірін, канд.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.

e-mail: ted@ied.org.ua

Обчислено комутаційний опір трифазного мостового випрямляча з R-L навантаженням, що живиться від джерела струму. На підставі еквівалентної схеми випрямляча при малих відхиленнях струму дуги визначено умову стійкого горіння електричної дуги в ланцюзі джерело струму–трифазний мостовий випрямляч– індуктивність–операторний опір дуги. Ця умова за формою збігається з критерієм Кауфмана, але функцію баластового опору в цьому випадку виконує комутаційний опір. Бібл. 11, рис. 7.

Ключові слова: випрямляч, комутаційний опір, електрична дуга, стійкість горіння.

IMPACT RESISTANCE SWITCHING RECTIFIER RESISTANCE BURNING ARC OF TECHNOLOGY MICRO PLASMA TORCH

V.M.Spirin

Institute of Electrodynamics National Academy of Science,

Peremogy Av., 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

e-mail: ted@ied.org.ua

Resistance switching three-phase bridge rectifier with RL load supplied from the power source is calculated. Based on the equivalent circuit of the rectifier for small deviations of the arc current condition stable combustion arc circuit current source–three-phase bridge rectifier–inductance–operator arc resistance is defined. This condition is the same form as the criterion of Kaufman, but the function of the ballast resistance in this case is switching resistance. References 11, figures 7.

Key words: rectifier, switching resistance, arc, combustion stability.

1. *Bulgakov A.A.* The new theory of rectifiers. – Moskva: Nauka, 1970. – 319 p. (Rus)
2. *Volkov I.V., Gubarevich V.N., Chizhenko A.I., Spirin V.M.* Charger with combined transformer reactor inductance-capacitance transducer // *Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist"*. – 1998. – Vol. 2. – Pp. 82–85. (Rus)
3. *Volkov I.V., Gubarevich V.N., Spirin V.M.* The power supply on the basis of quasi-resonant inverter for turbine engine ignition systems // *Tekhnichna Elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Problemy suchasnoi elektrotekhniki"*. – 2002. – Vol. 6. – Pp. 58–60. (Rus)
4. *Volkov I.V., Gubarevich V.N., Spirin V.M.* Stability of the system power source–the arc with a negative differential resistance // *Tekhnichna elektrodynamika*. – 1998. – № 4. – Pp. 43–45. (Rus)
5. *Gubarevich V.N., Podolny S.V., Spirin V.M., Kaban V.P.* Regulation of the output voltage of the inverter, single phase inverter system–inductive-capacitive transducer // *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. – 2010. – № 25. – Pp. 114–118. (Rus)
6. *Caban V.P., Matveev V.N., Gubarevich V.N., Spirin V.M.* The calculation of the basic parameters of the inductive-capacitive transducers with the nature of the load // *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. – 2008. – № 21. – Pp.118–121. (Rus)
7. *Kaban V.P., Matveev V.N., Gubarevich V.N., Spirin V.M.* Comparative analysis of the simplest schemes inductive-capacitive transducers installed capacity by reactive elements // *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. – 2009. – № 24. – Pp. 94–99. (Rus)
8. *Posse A.V.* Rectifier equivalent replacement generator for the calculation of transient // *Energetika i transport*. – 1965. – № 4. – Pp. 19–34. (Rus)
9. *Sidorets V.N.* A generalized model of an electric arc and its applications / Thesis. for the degree of PhD. tech. Sciences: 05.09.05. – Kyiv, 1991. – 223 p. (Rus)
10. *Chemodanov B.K.* Mathematical foundations of the theory of automatic control. Vol. 2. – Moskva: Vysshaya Shkola, 1977. – 517 p. (Rus)
11. *Smith I.R., Nisar P.A.* Rectifier operation with a constant current source // *Intern J. of Elect. Eng. Education*. – 1972. – Vol. 10. – № 1. – Pp. 58–63.

Надійшла 20.12.2012

Received 20.12.2012