

УДК 621.791.75
В 31

ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ ЦЕПИ «ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ – ПЛАЗМЕННАЯ ДУГА»

Е. Н. Верещаго, канд. техн. наук, доц.;
В. И. Костюченко, канд. техн. наук

Национальный университет кораблестроения, г. Николаев

Аннотация. Построена физико-математическая модель системы «источник питания — плазменная дуга». Приведены результаты ее исследования.

Ключевые слова: источник питания, математическая модель, построение, плазма.

Анотація. Побудовано фізико-математичну модель системи «джерело живлення — плазмова дуга». Наведено результати її дослідження.

Ключові слова: джерело живлення, математична модель, побудова, плазма.

Abstract. Physico-mathematical model of «power source-plasma arc» system was made. Results of its study are presented.

Keywords: power supply, a mathematical model, to build; plasma.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Параметры силовой части (СЧ) источника питания (ИП) оказывают значительное влияние на его статические и динамические характеристики. Для оценки этого влияния требуются углубленные исследования, в том числе учет нелинейных параметров электромагнитных и активных элементов. Так, вопрос исследования и учета нелинейности дросселя приобретает особую **актуальность** в связи с применением в качестве сердечника магнитодиэлектрических материалов [7, 9].

ЦЕЛЬ РАБОТЫ — создание динамической нелинейной физико-математической модели системы «ИП–плазменная дуга». Считается, что силовая часть преобразователя проектируется исходя из требований, предъявляемых к массогабаритным и энергетическим показателям ИП.

ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА

Можно выделить ряд особенностей построения цепи питания плазматрона в модуляционной системе повышенной мощности:

– цепь питания плазматрона построена только из реактивных LC-звеньев и имеет простую схему, что облегчает настройку и повышает стабильность и технологичность;

– преобразовательная система имеет высокий КПД, следовательно, малое внутреннее сопротивление источника сигнала и высокую добротность дросселя фильтра. Вследствие этого неизбежно проявляются резонансные явления, что деформирует АЧХ и ФЧХ;

– нагрузка в ИП плазменной дуги изменяется в широких пределах, следовательно, неизбежно нарушаются условия согласования выходного сопротивления фильтра с нагрузкой.

Пример анализируемой схемы силовой цепи ИП–дуга–цепи питания плазматрона, содержащей мостовой преобразователь с мягким переключением и с фазовым управлением, приведен на рис. 1 [3–5].

При этом приняты следующие допущения: полупроводниковые приборы представлены резистивными моделями с учетом падения напряжения на них и без учета инерционных свойств последних, конденсаторы и дроссели — элементами с сосредоточенными параметрами.

На схеме введены следующие обозначения: D — коэффициент передачи преобразователя; R — суммарное активное сопротивление, характеризующее потери в индуктивности фильтра и преобразователе; $K\Phi$ — коммутационная функция; U_y — управляющее воздействие; u_n, i_n — напряжение и ток нагрузки

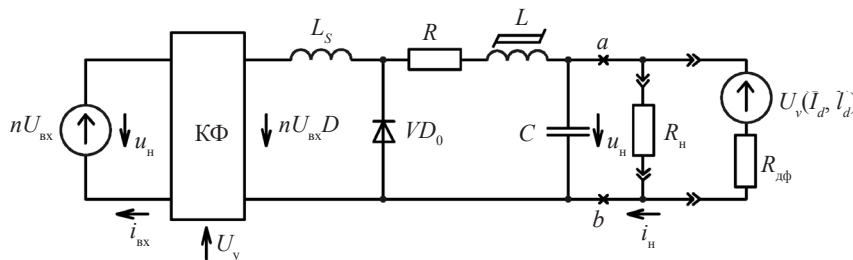


Рис. 1. Обобщенная структура цепи питания плазматрона — объекта моделирования (исходная система)

(дуги); $nU_{\text{вх}}$ — входное (среднее) напряжение; $n=w_2/w_1$ — коэффициент трансформации; L — индуктивность реактора фильтра; L_s — индуктивность рассеяния трансформатора. Суммарная индуктивность L_Σ включает в себя индуктивность нагрузки, индуктивность рассеяния трансформатора, элементов защиты и дополнительную индуктивность схемы запуска.

Здесь L -фильтр нагружен на активное сопротивление $R_{\text{н}}$ либо плазменную дугу (последовательное соединение источника напряжения $U_{\text{в}}$ и дифференциального сопротивления $R_{\text{дф}}$, значения которых зависят от многих факторов и в общем случае могут изменяться во времени плавно либо скачкообразно [1, 2, 8]). Индуктивности рассеяния L_s и фильтра L в схеме замещения представлены отдельно, диоды выпрямителя учтены диодом VD_0 , обеспечивающим непрерывность тока дуги при его коммутации, а выходное напряжение сетевого выпрямителя — постоянным напряжением $nU_{\text{вх}}$. Плазменная дуга в общем виде представлена квазистатической вольт-амперной характеристикой и зависимостью напряжения дуги от ее длины $U_{\text{д}}(I_{\text{д}})$ с допущением о безынерционной зависимости напряжения дуги от тока [7]. Собственно ключевой преобразователь является здесь коммутирующей функцией КФ, связывающей информационный управляющий $U_{\text{у}}$ и энергетический вход $U_{\text{вх}}$ и выход $U_{\text{вых}}$ импульсно-модуляционного преобразователя уравнениями вида [7, 9]

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= \text{КФ}(U_{\text{у}})U_{\text{вх0}}, \\ i_{\text{вх0}} &= \text{КФ}(U_{\text{у}})i_{\text{вых}} \end{aligned} \right\}$$

где $U_{\text{вх0}}$, $i_{\text{вх0}}$ — напряжение и ток входного источника постоянного напряжения; $U_{\text{вых}}$, $i_{\text{вых}}$ — напряжение и ток на выходе преобразователя; $\text{КФ}(U_{\text{у}})$ — коммутационная функция импульсного преобразователя, определяемая сигналом $U_{\text{у}}$ управления. При $U_{\text{вх0}} = \text{const}$ эта связь задается моделью сигнала [7]. Модель сигнала, в свою очередь, реализуется в ИП через работу ключей силовой цепи. При этом модулятор задает фазовый сдвиг замыкания–размыкания ключей относительно тактовых моментов времени.

Без ущерба для точности можно применить приемы усреднения и заменить коммутационную функцию $\text{КФ}(U_{\text{у}})$ ее непрерывной составляющей $\text{МФ}(U_{\text{у}})$. Непрерывную модулирующую функцию можно трактовать как обобщенный коэффициент передачи преобразователя, зависящий от управляющего сигнала [7] и осуществляющий модуляцию входного параметра за счет своего непрерывного изменения. Математическая модель преобразователя, основанная на замене коммутационной функции ее непрерывным эквивалентом, позволяет получить аналитическое описание процессов в преобразователе, основные его характеристики и наглядную интерпретацию физических

процессов в различных структурах последних. С учетом этого в схеме замещения (см. рис. 1) инвертор может быть представлен в виде источника эквивалентного напряжения с внутренним сопротивлением R_d (сюда также включено и активное сопротивление дросселя). Отметим, что в общем случае сопротивление R_d включает в себя все потери в схеме. При этом сопротивление потерь может зависеть от частоты.

Вклад в значения R , L и C в общем случае вносят также элементы схемы запуска дуги. Анализ процессов в схеме можно провести с помощью схемы, изображенной на рис. 1, где индуктивность L будет включать в себя и индуктивность L_s . Далее принимается $n=D=1$.

В таком случае с учетом влияния внутреннего сопротивления преобразователя $R(R_{\text{н}})$, зависящего от всех видов потерь в элементах силовой части схемы, и индуктивности дросселя, зависящей от тока или сопротивления нагрузки $L(R_{\text{н}})$, запишем передаточную функцию цепи от ее выхода ко входу в виде

$$W(p) = U_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}}(p) = \frac{1/(1+r)}{\frac{4}{\omega_0^2(1+r)}p^2 + \frac{2p}{\omega_0(1+r)}(\rho+r/\rho) + 1}, \quad (1)$$

где $\omega_0 = 2/\sqrt{L(R_{\text{н}})C}$; $r(R_{\text{н}}) = R(R_{\text{н}})/R_{\text{н}}$; $\rho(R_{\text{н}}) = \sqrt{L(R_{\text{н}})C}/R_{\text{н}}$.

Здесь и далее ω_0 — полоса пропускания цепи, $\rho(R_{\text{н}})$ — относительное значение волнового сопротивления.

Сделаем замену оператора Лапласа p мнимой частотой $j\omega$ (ω — текущая частота) и перейдем к частотной передаточной функции:

$$W(j\omega) = \frac{1}{\frac{4}{\omega_0^2}(j\omega)^2 + 2j\frac{\omega}{\omega_0}(\rho+r/\rho) + (1+r)} = \frac{1}{(1+r) - 4\omega^2 + 2j\omega(\rho+r/\rho)},$$

где $\omega = \omega/\omega_0$ — текущая частота.

Из последнего выражения определим амплитудную частотную функцию $A(\omega)$:

$$A(\omega) = [(1+r - 4\omega^2)^2 + 4\omega^2(\rho+r/\rho)^2]^{-1/2}. \quad (2)$$

Используя выражение $20\lg A(\omega)$, определим из (2) логарифмическую амплитудную функцию:

$$L(\omega) = 20\lg A(\omega) = -20\lg[(1+r - 4\omega^2)^2 + 4\omega^2(\rho+r/\rho)^2]^{1/2}. \quad (3)$$

Найдем асимптотическую ЛАЧХ, справедливую для $0 < \xi < 1$, разбив весь частотный диапазон на две области — низко- и высокочастотную.

Пусть $\omega/\omega_0 \ll 1$, тогда из (3) получим

$$20 \lg A(\omega) = -20 \lg[(1+r)^2]^{1/2} \cong 0.$$

Теперь положим $\omega/\omega_0 \gg 1$. Имеем

$$20 \lg A(\omega) = -40 \lg(2\varpi).$$

Скорость изменения ЛАХ в области $\omega/\omega_0 \gg 1$ будет

$$\begin{aligned} 20 \lg(10\omega) - 20 \lg A(\omega) = \\ = -40 \lg(10 \frac{\omega}{\omega_0}) + 40 \lg(\frac{\omega}{\omega_0}) = -40 \text{ дБ/дек.} \end{aligned}$$

Фазовая частотная функция изменяется монотонно от 0 до $-\pi$ и выражается формулой

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} -\arctg \left[\frac{2\varpi(\rho+r/\rho)}{1+r-4\varpi^2} \right] & \text{при } \omega_1 \leq 1/T; \\ -\pi - \arctg \left[\frac{2\varpi(\rho+r/\rho)}{1+r-4\varpi^2} \right] & \text{при } \omega_1 > 1/T, \end{cases}$$

где $T = 2/(\omega_0 \sqrt{1+r})$; ω_1 — сопрягающая частота.

Значение A для области высоких частот и фиксированной частоты ω определим из (2):

$$A = \frac{A_{m_{\text{вых}}}}{A_{m_{\text{вх}}}} = (4\varpi^2)^{-1} = 0,25 \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2.$$

Коэффициент фильтрации — обратная величина A :

$$k_\varphi = \frac{1}{A} = 4 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 = 4\varpi^2.$$

Определим передаточную функцию схемы для холостого хода (не учитывая сопротивление нагрузки R_H). Полагая в (1) $R_H \rightarrow \infty$, получим передаточную функцию

$$W_1(p) = 1/(LCp^2 + RCp + 1) = 1 / \left(\left(\frac{2}{\omega_0} \right)^2 p^2 + RCp + 1 \right),$$

где по-прежнему $\omega_0 = 2/\sqrt{LC}$.

Для этого варианта передаточная функция $W_1(p)$ сходна с выражением (1), за исключением того, что коэффициент демпфирования заменяется на $\xi = 0,5R\sqrt{C/L} = 0,5R/\sqrt{L/C}$, а $k_d = 1/(1+r) = 1$. Здесь $k_d = R_H/(R_H + R/R_H)$ имеет смысл коэффициента деления входного напряжения $nU_{\text{вх}}$ в установившемся режиме, когда влиянием реактивных параметров можно пренебречь.

При определенных значениях ρ резонансный пик может быть сведен к нулю. В полосе частот до $\varpi = 0,7$ АЧХ и ФЧХ такой цепи приближаются к идеальной неискажающей системе, причем $\varphi(0,7) < 180^\circ$. Такой хороший вариант возможен при $\rho \sim 0,7$. Полоса пропускания находится в интервале от $\omega_1 = 0$ до $\omega_2 = 2/\sqrt{LC}$.

Для уменьшения колебательности системы и времени установления напряжения на выходе ИП в режиме возбуждения пилотной дуги можно использовать сглаживающий LC-фильтр с конденсатором, шунтированным резистором R_1 . Выбором R_1 , обеспечивающего значение параметра демпфирования $\sim 0,7$, система может быть демпфированной в желаемой полосе частот, что устраняет влияние резонансного пика. Здесь под полосой частот системы подразумевается диапазон частот, в котором величина $W(j\omega)$ близка к 1. Передаточная функция такого звена описывается уравнением (1), где $\xi = 0,5 \frac{\rho+r/\rho}{\sqrt{1+r}}$; $r = R/R_1$;

$\rho = \sqrt{L/C}/R_1$ ($R_1 \leq 1$ кОм).

Введение шунтирующего резистора увеличивает степень затухания выходного фильтра и тем самым уменьшает обратное напряжение на диодах выпрямителя и повышает устойчивость преобразователя напряжения при воздействии сигнала возмущения в режиме возбуждения пилотной дуги.

Величину дефекта амплитуды k_A можно определить по формуле [7, 9]

$$k_A = \frac{A_0}{1/(1+r)},$$

где A_0 — постоянная составляющая на входе фильтра; значение r , как и ранее, равно $R(R_H)/R_H$.

Введение коэффициента $1/(1+r)$ позволяет устранить систематическую ошибку, обусловленную падением напряжения на внутреннем сопротивлении преобразователя при $\varpi = 0$, так как ее всегда можно устранить повышением напряжения питания на фиксированную величину.

Легко заметить [7], что увеличение эквивалентной индуктивности рассеяния увеличивает дефект амплитуды нулевой гармоники. Увеличение L_s оказывает влияние и на энергетические показатели (КПД системы уменьшается). Обычно при оптимальных параметрах, которые близки к расчетным, чрезмерного влияния индуктивности L_s не наблюдается. С учетом этого при проектировании трансформаторов необходимо тщательно прорабатывать технические решения и конструкцию магнитопроводов с целью уменьшения L_s .

Изменение режима работы плазмотрона вызывает в фильтре перераспределение запасов энергии; на его реактивных элементах возможно возникновение значительных перенапряжений и аномально больших токов. Было показано [7, 9], что LC-фильтры являются колебательными контурами с малым затуханием, в них возможны интенсивные переходные процессы.

Определить основные особенности переходных процессов в фильтре можно с помощью эквивалентной схемы (см. рис. 1). В последнем случае сопротивление r включает в себя как выходное сопротивление ИП, так и активное сопротивление дросселя L , нагрузка источника питания представлена проводимостью G .

Для рассматриваемой схемы $d_G = G\sqrt{L/C}$ — затухание, вносимое в контур нагрузкой; $d_r = r\sqrt{C/L}$ — затухание, вносимое в контур сопротивлением; $\rho = \sqrt{L/C}$ — характеристика контура, образующего фильтр; $d = d_r + d_G$ — полное затухание контура.

При затухании, близком к нулю, напряжение на выходе фильтра в максимуме практически в два раза больше установившегося значения:

$$U_{\max} \approx 2nU_{\text{вх}}/(1+rG)$$

Такие напряжения нежелательны для конденсатора фильтра и плазмотрона, питаемого от данного источника.

Максимальное значение тока дросселя зависит от характеристики контура, образующего фильтр. При $d_r = 0$ и при малом значении характеристики контура ($\rho \ll 1/G$) минимальный ток во много раз больше установившегося. Такой ток представляет собой серьезную опасность для вентиля выпрямителя и токонесущих проводов в мощных установках.

Для устранения перегрузок, возникающих при включении фильтра, напряжение $U_{\text{вх}}$ подают на фильтр не скачком, а плавно или применяют ступенчатое переключение.

Другим способом гашения переходного процесса в фильтре является включение гасящих резисторов, которые увеличивают затухание фильтра, тем самым уменьшая как интенсивность возникающих в фильтре колебаний, так и время их затухания.

Другим видом переходного процесса, связанного со значительными перенапряжениями, является процесс, возникающий при переходе от режима горения дежурной дуги к основной и при обрыве дуги. Первый приводит к созданию тяжелых условий для работы плазмотрона (велико значение dU/dt), а второй — для ИП (характеризуется высоким значением dI/dt).

Обрыв дуги разрывает контур, по которому проходит установившийся до этого ток I_n , и при малом затухании ($d_r \ll 1$) и при большой характеристике контура ($\rho > 1/G$) максимальное напряжение на конденсаторе может значительно превысить $U_{\text{вх}}$.

Для снижения перенапряжений, вызванных изменением тока нагрузки, следует уменьшить характеристику контура ρ , однако при малой характеристике велики броски тока в индуктивности в момент включения источника питания.

Удовлетворить эти два противоречивых требования и выбрать характеристику контура, образующего такой фильтр, чтобы получить и малые перенапряжения, и малые броски тока, достаточно трудно. Чтобы правильно спроектировать фильтр, нужно всесторонне учесть конкретные особенности плазменной дуги, являющейся нагрузкой источника питания.

Проведение вычислительных экспериментов.

Возьмем в качестве объекта моделирования исходную цепь, показанную на рис. 1. Пусть элементы цепи

имеют следующие значения: $U_{\text{вх}} = 540$ В; $n = 0,463$; $R = 0,01$ Ом; $L_s + L = 300 \cdot 10^{-6}$ Гн; $C = 10 \cdot 10^{-9}$ Ф; $R_n = 1,2$ Ом; $D_{\max} = 0,71$.

Построив модель электрической цепи в пакете **MATLAB**, подключив к ней блоки источников и приемников сигналов и вспомогательные блоки, задав параметры моделирования и интервал дискретизации ($T = 10$ мкс) и подав на вход ее тестирующие сигналы, можно наблюдать входной и выходной сигналы (рис. 2), а также их спектры (рис. 3).

Построим непрерывную модель нашей системы в форме передаточной функции (**transfer function form**) в аналитическом виде. Результатом будет следующий вывод в командном окне:

```
Transfer function from input "U_DC" to output "U_V":
      6.089e011
-----
s^2 + 60.89 s + 6.089e011
```

(4)

Таким образом, получена непрерывная модель объекта.

Имея в своем распоряжении непрерывную модель в виде (4), можно, используя функции **Control System**

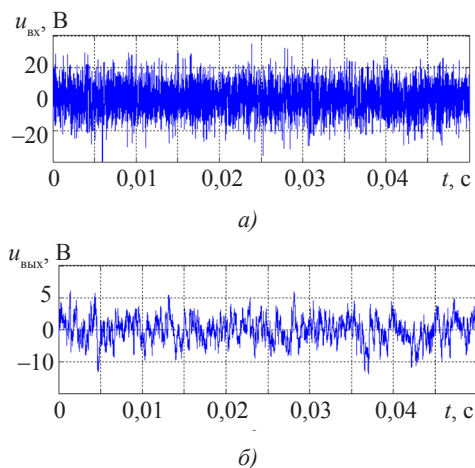


Рис. 2. Результаты моделирования: входной (а) и выходной (б) сигналы исходной системы ($R_n = 1,2$ Ом)

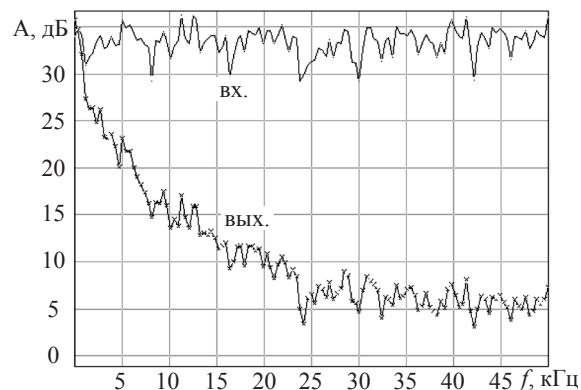


Рис. 3. Амплитудные спектры: входного (вверху) и выходного (внизу) сигналов исходной системы ($R_n = 1,2$ Ом)

Toolbox, просто получать и анализировать такие ее характеристики, как реакция на ступенчатое воздействие (функция **Step**), импульсная характеристика (**impulse**), диаграмма Боде (**Bode**), годограф (**nyquist**), расположение полюсов и нулей (**zmap**).

По передаточной функции (4) можно получить графическое изображение диаграмм Боде. Полученные АФЧХ приведены на рис. 4. Семейство образовано варьированием сопротивления нагрузки R_n . При этом коэффициент передачи фильтра на постоянном токе

$$A(0) = 1/(1+r(R_n)) = k_d = \eta,$$

так как
$$\eta = \frac{P}{P + \Delta P} = \frac{R_n I^2}{R_n I^2 + R_n (R_n) I^2} = \frac{R_n}{R_n + R_n (R_n)} = \frac{1}{1 + r(R_n)}.$$

Как видно из рис. 4, коэффициент передачи цепи на низкой частоте равен 0 дБ и падает практически до -120 дБ в области частот, превышающих 100 МГц. Фазовый сдвиг при этом достигает -180°. При $R_n \rightarrow \infty$ имеется резонансная частота, составляющая около 126 кГц. Особенность диаграммы Боде при этом значении частоты (в районе резонансной частоты) состоит в том, что фазовый сдвиг резко (в виде перепада) изменяется от 0 до -180°, а затем остается практически неизменным. Анализ, проводимый для интервала частот в окрестности точки резкого изменения фазового сдвига, показал бы плавное изменение указанного параметра.

Из графиков видно, что начальные участки характеристик (АЧХ и ФЧХ) удовлетворяют условиям неискаженной передачи сигнала (постоянство $A(\omega)$ и линейность $\varphi(\omega)$), при этом полоса частот, которую может занимать сигнал, тем уже, чем выше КПД (меньше r).

Как и следовало ожидать, АЧХ этой цепи имеет резонансный пик, который будет существовать при $\xi < 0,707$. Высота его будет тем больше, чем меньше параметр затухания:

$$A(\omega) = \frac{k_d}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}.$$

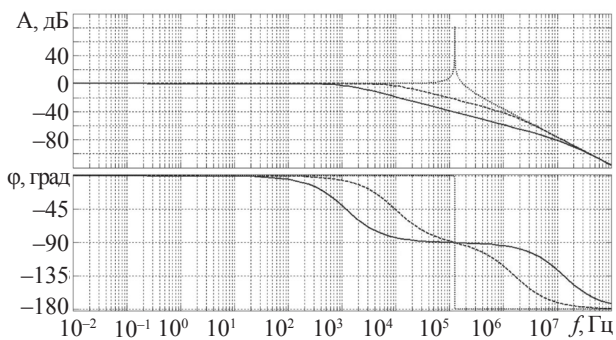


Рис. 4. Логарифмические частотные характеристики: — — $R_n = 1,2 \text{ Ом}$; ---- — $R_n = 10 \text{ Ом}$; — XX

Здесь $\xi = 0,5 \frac{\rho(R_n) + r(R_n)/\rho(R_n)}{\sqrt{1+r(R_n)}} = 0,5\sqrt{\eta(\rho(R_n) + r(R_n)/\rho(R_n))}$ — параметр затухания, лежащий в пределах $0 < \xi < 1$.

Максимуму АЧХ соответствует частота затухающих колебаний

$$\omega_m = \sqrt{1-\xi^2} / T = q\sqrt{1-\xi^2},$$

где $q = 1/T$ — угловая частота свободных колебаний (при отсутствии затухания). Постоянная времени цепи указывает на положение резонансного пика на оси частот, а декремент затухания ξ определяет его высоту: $20\lg(1/2\xi)$. Вещественная часть корня $\gamma = q\xi$ характеристического уравнения представляет собой относительный коэффициент затухания переходного процесса, а мнимая часть $\lambda = q\sqrt{1-\xi^2}$ — частоту затухающих колебаний. Другим важным аспектом проектирования ИП является определение изменения нагрузки на динамику и устойчивость системы. Это тем более важно, что зона допустимых значений параметров элементов СЧ при расчете и оптимизации только по статическим показателям достаточно широка, а диапазон изменения нагрузки унифицированного ИП дуги модульного типа велик.

Относительно просто находится реакция цепи на единичный скачок входного напряжения (переходная функция), подаваемый на вход системы (рис. 5). Итог расчета реакции приведен на рис. 5, а. В системе присутствует ярко выраженная колебательность, причиной которой является слабое демпфирование (полюсы непрерывной модели слишком близко расположены к границе устойчивости). Действительно, как видно из графика переходного процесса рис. 5, а, исходная система находится на границе устойчивости с временем затухания переходного процесса около 0,12 с. Переходный процесс явно неудовлетворительный и характеризуется высокочастотными осцилляциями. Такой результат позволяет конкретизировать задачу проектирования: необходимо выбрать структуру и параметры СЧ такими, чтобы система была демпфированной в желаемой полосе пропускания, что устраняет влияние резонансного пика.

Наиболее простой вариант решения этой задачи — подбор резистора R , шунтирующего емкость C фильтра. Заметим, что график переходного процесса при такой корректировке выглядит значительно лучше (см. рис. 5, б) и такой вид переходного процесса приемлем (можно отнести к хорошему). На этом процедуру системы можно и закончить. Иначе нужно снова корректировать положение нулей и полюсов. Настройке на оптимум по модулю при этом соответствует коэффициент демпфирования $\xi = 0,707$. В настроенной таким образом системе обработка малого ступенчатого воздействия осуществляется за время, не превышающее $4,7T$ при перерегулировании

не более 4,3%. Поэтому полученную величину R приходится оценивать как максимально допустимую. При уменьшении R процесс приближается к монотонному с соответствующим снижением быстродействия.

Оценим робастность полученной (исходной) системы. Классическими критериями робастности являются, как известно, запасы устойчивости по фазе и амплитуде [7]. Для их определения воспользуемся функцией *margin*. Рассмотренная система является робастной, поскольку имеет запас устойчивости по амплитуде $L_3 \rightarrow \infty$ и запас устойчивости по фазе $\varphi_3 = 14,2^\circ$. Комплексное исследование влияния зависимости значения индуктивности дросселя от тока нагрузки на качество переходных процессов ИП получено при расчете по функциональной модели силовой части на ЭВМ (рис. 6). Учет зависимости $L(I_n)$ повышает адекватность модели реальным процессам в схеме.

Как видно из рис. 6, в СЧ с нелинейным дросселем обработка большого ступенчатого воздействия (наброс нагрузки) осуществляется за время, не превышающее $0,4t_{\text{пер}}$ в СЧ с линейным дросселем.

Явно выраженная зависимость $L(I_n)$ у дросселей, выполненных на M_0 -пермаллоях, вследствие меньшего изменения энергии $\alpha I^2/2$, запасенной в этих дросселях, способствует уменьшению перерегулирования при коммутациях нагрузки. Этот эффект можно сравнить с действием устройства подавления выбросов, шунтирующего дроссель выходного сглаживающего фильтра в импульсных стабилизаторах при коммутации нагрузки [9].

Передача информации по энергетическому каналу предъявляет к ИП дополнительные требования по эффективности преобразования потока энергии, оценить которую можно по коэффициенту полезного действия

$$\eta = P_n / (P_n + \Sigma \Delta P) = 1 / (1 + \Sigma \bar{P}), \quad (5)$$

где $\Sigma \Delta P$ — суммарная мощность потерь; \bar{P} — относительная величина потерь. Очевидно, что максимальный КПД будет при определенных значениях тока и напряжения в нагрузке, поэтому выражение (5) характеризует конкретный преобразователь лишь в одной точке эксплуатационной характеристики. Обычно можно воспользоваться понятием среднего КПД в заданном диапазоне регулирования [7, 9], определяемого как средневзвешенное значение КПД на равноотстоящих друг от друга уровнях регулируемой величины выходного параметра:

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{1}{n} (\eta_1 + \eta_2 + \dots + \eta_n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \eta_i.$$

При линейной зависимости КПД от регулируемой величины достаточно использовать два значения: максимальное и минимальное. Вследствие нелинейности характеристик силовых элементов ИП его КПД

в рабочем диапазоне нагрузок практически неизменен. Как нетрудно заметить, $r = R(R_n)/R_n = 0,01; 0,025$ и $0,05$ соответствуют $\eta = 0,99; 0,976$ и $0,952$. На рис. 7 приведена типовая зависимость $\eta(I_n)$ для ИП. С учетом $\eta = \text{const}$ зависимость $R(R_n)$ можно представить в виде $R(R_n) = (1/\eta - 1)R_n$ либо $r(R_n) = 1/\eta - 1$.

Для режима регулирования тока справедливо $I_n = \text{var}$, $U_n \cong \text{const}$. В этом случае $P_n = U_n I_{n \text{ max}}$ — номинальная мощность, отдаваемая в нагрузку

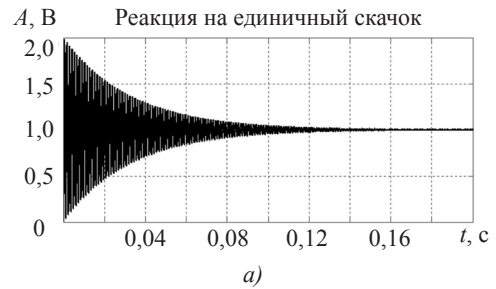


Рис. 5. График переходного процесса в нескорректированной (а) и в скорректированной (б) системах

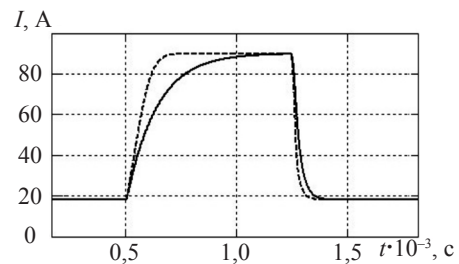


Рис. 6. Переходный процесс в силовой части ИП с нелинейным (---) и линейным (—) дросселем при набросе / сбросе нагрузки ($L = 160 \cdot 10^{-6}$ Гн; $R_n = 6/1,5$ Ом)

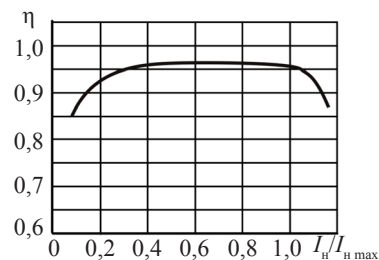


Рис. 7. Зависимость коэффициента полезного действия (η) ИП от тока

при $U_H = \text{const}$ и $I_H = I_{H \max}$; $D = I_{\max} / I_{\min}$; $P_{\min} = P_H / D$; $D = 1/\mu_0$ — диапазон регулирования тока (напряжения), где $\mu_0 = I_{\min} / I_{\max}$ — глубина модуляции (регулирования).

Тогда степень затухания сглаживающего фильтра

$$\xi(R_H) = 0,5\sqrt{\eta}[\rho(R_H) + (1/\eta - 1)\frac{1}{\rho(R_H)}].$$

Из выражения для параметра затухания видно, что при некотором соотношении $r(R_H)/\rho(R_H)$ есть точка с минимальным затуханием, координаты которой вычисляются решением уравнения $d\xi/d\rho(R_H) = 0$.

В частном случае, при $\rho = \text{const}$,

$$\frac{d\xi}{d\rho} = 0,5\sqrt{\eta}(1 - \frac{r}{\rho^2}) = 0,$$

откуда при $\rho^2 = r(R_H) = \text{const}$ $R_{\text{кр}} = \sqrt{\eta L(1 - \eta)C}$, а минимальное значение степени затухания однозначно определяется потерями в силовой цепи: $\xi_{\min} = \sqrt{(1 - \eta)/\eta}$.

Если $L = \text{var}$, то точка экстремума функции $\xi(R_H, \rho)$ смещается при увеличении нагрузки, уменьшается индуктивность дросселя и происходит расширение диапазона нагрузок, исключаяющее критическую точку с минимальной степенью затухания.

Так как при уменьшении степени затухания значительно увеличивается колебательность фильтра, расчет устойчивости и определение параметров цепей коррекции системы управления следует проводить при наименьшем значении ξ в заданном рабочем диапазоне изменения нагрузки $R_{H \min} \dots R_{H \max}$ ($P_{H \max} \dots P_{H \min}$). При этом рабочий диапазон находится на правой восходящей ветви кривой $\xi(R_H, \rho)$, а расчет устойчивости и динамики ИП проводится при максимальной нагрузке $R_{H \min}$.

Проведенные выше исследования касались режимов работы регулятора тока на активную нагрузку.

Работа регулятора тока, нагруженного на плазматрон, имеет существенные отличия [1, 2, 6]:

1. В области малых токов возможен срыв дугового разряда. Минимальное значение тока, при котором происходит обрыв дуги, зависит от интенсивности газового потока. Практически напряжение плазматрона определяется его геометрическими размерами и слабо зависит от тока дуги и интенсивности газового потока. Отличие ВАХ плазматрона от активного сопротивления может повлиять на устойчивость периодических процессов на частоте импульсной модуляции [3, 4].

2. Горение дуги постоянного тока в рабочей камере плазматрона является нестационарным процессом. Одна из основных причин этого — нерегулярное изменение длины дуги, возникающее за счет сноса ее радиального участка потоком газа и последующего пробоя между дугой и стенкой камеры (шунтирование) [1, 6]. Это приводит к возникновению крупномасштабных пульсаций напряжения и тока дуги,

частота которых составляет 1...10 кГц, а размах переменной составляющей напряжения может достигать до 40...60% от его среднего значения [1, 6].

Рассмотрим моделирование последовательности импульсов пульсации напряжения. Из результатов экспериментов известно, что отдельный импульс пульсации напряжения, возникающий за счет шунтирования дуги, имеет форму положительного прямоугольного импульса с временем нарастания значительно больше, чем время спада [8]. Приблизительно плазматрон можно представить источником напряжения, изменяющегося во времени, как это показано на рис. 8 [1, 3].

Для анализа динамических свойств регулятора тока рассмотрим процессы, происходящие в системе при флуктуациях напряжения на плазматроне. Результаты моделирования показаны на рис. 9. Стабилизирующий преобразователь тока подвергается дестабилизирующему воздействию — изменению напряжения дуги U_H . До сих пор считалось, что в рассматриваемой модели имеет место стационарная нагрузка с постоянным сопротивлением. Импульсная нагрузка является причиной появления коммутационных процессов в токе на выходе преобразователя.

На эпюрах сверху вниз показаны временные диаграммы сигнала с ШИМ для управления силовыми ключами, сигнала рассогласования цепи обратной связи, выхода ПИД-регулятора, тока и напряжение дуги при работе на импульсную нагрузку. Из приведенных эпюр видно, что при такой реализации системы управления обеспечивается заданная статическая точность системы, устойчивость во всем диапазоне регулирования, а в выходном токе возникает колебательный переходный процесс (наличие нескольких перерегулирований), который завершается за $0,2 \cdot 10^{-3}$ с. При этом амплитуда выброса выходного тока не превышает 3 А (4%). Особый интерес представляет изменение угла модуляции, который достигает максимального или минимального значения.

При проведении анализа влияния параметров ПИД-регулятора на динамические параметры ИП установлено, что наиболее значима роль дифференциальной составляющей регулирования. Так, при ее величине $1,5 \cdot 10^{-6}$ время переходного процесса сократилось почти вдвое, а перерегулирование — почти на 40%. Дальнейшее увеличение дифференциальной составляющей до $1,5 \cdot 10^{-5}$ позволяет получить апериодический переходный процесс нарастания выходного тока с отсутствием перерегулирования.

Из приведенных эпюр видно, что нелинейный и нестационарный характер нагрузки не оказывает существенного влияния на процессы в регуляторе тока и не может вызвать перегрузку полупроводниковых приборов ни по току, ни по напряжению.

На рис. 10 показаны результаты моделирования цепи при набросе/сбросе нагрузки, откуда следует, что

выпрямленный выходной ток $i_n(t)$ нарастает/спадает без перерегулирования, а его установившееся значение наступает в течение 0,5...1,0 мс. Амплитуда выброса/провала выходного тока не превышает 4 А, что для столь большой кратности изменения сопротивления нагрузки (5...10 Ом) вполне приемлемо. При этом, как следует из осциллограмм, процессы спада, накопления выходного тока имеют аperiodический характер с соответствующим снижением быстродействия или с минимальным временем переходного процесса.

Следует отметить, что, несмотря на значительное (вдвое) увеличение постоянной времени выходной

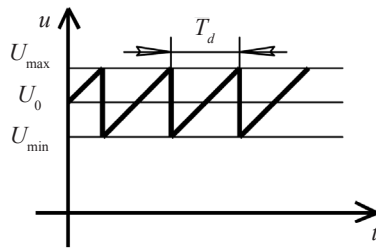


Рис. 8. Пульсации выходного напряжения ИП

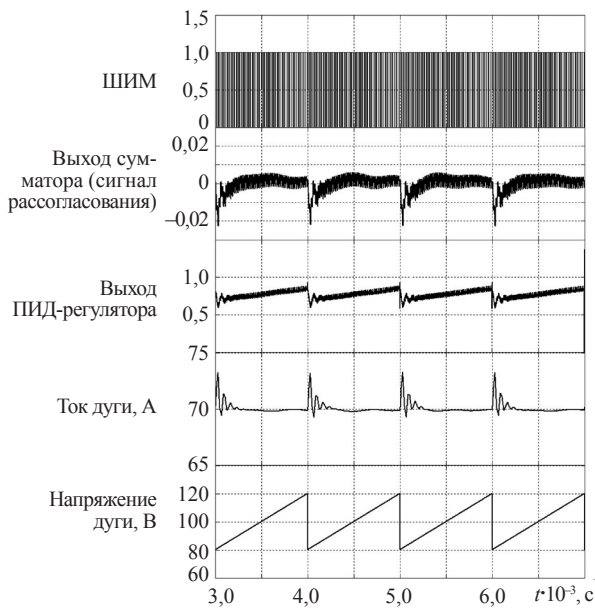


Рис. 9. Результаты моделирования: временные диаграммы сигнала с ШИМ на входе фильтра, сигналов с выхода сумматора и ПИД-регулятора, выходного тока и напряжения дуги

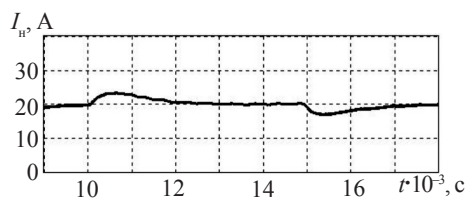


Рис. 10. Переходный процесс в системе с линейным дросселем при набросе/сбросе нагрузки ($R_n = 5/10$ Ом)

цепи при набросе нагрузки (уменьшении сопротивления нагрузки), длительность переходного процесса возрастает в среднем не более чем на 10%. Поэтому полученную величину t_p при сбросе нагрузки можно рассматривать как минимально достижимую.

ВЫВОДЫ

1. Разработанная физико-математическая модель системы «ИП–дуга» при плазменной резке учитывает неустойчивость горения дуги при малых токах (пилотная дуга), процесс выхода дуги на рабочий режим и нестационарность — механизм шунтирования дуги постоянного тока, которое вызывает изменение длины дуги и крупномасштабные пульсации тока и напряжения.

2. Построенные эквивалентные схемы замещения цепи питания плазмотрона с линейным и нелинейным дросселем и полученные их передаточные функции с численными значениями коэффициентов и в символьном виде могут служить основой для символьного анализа процессов, численного расчета переходных характеристик, а также построения АЧХ и ФЧХ цепей (для получения количественных результатов).

3. На основе разработанных моделей установлено, что применение, например, нелинейной индуктивности в цепи питания плазмотрона положительно влияет на динамику процессов системы плазменной резки (динамическое отклонение тока дуги уменьшилось в среднем примерно на 40%, а время переходного процесса в динамическом режиме сократилось более чем вдвое по сравнению с традиционными системами различных типов).

4. Малая инерционность регулятора тока в конечном счете обеспечивает быстрое нарастание тока дуги при возбуждении дугового разряда и исключает необходимость применения дополнительных резисторов в выходной цепи, а высокая крутизна участка токоограничения обеспечивает снижение флуктуаций тока при изменении скорости воздушного потока. В этом случае суммарные потери в регуляторе при номинальной мощности не превышают 3%.

5. Значения пульсаций тока дуги зависят в основном от индуктивности системы «ИП–дуга» и от значений параметров импульса пульсации напряжения. Увеличение индуктивности, равно как и уменьшение длительности импульсов пульсации напряжения, возникающих за счет шунтирования дуги, уменьшают пульсации тока дуги.

6. В результате проведенных экспериментальных исследований регулятора тока при работе на воздушный плазматрон установлено, что переход на высокую частоту преобразования обеспечивает устойчивость дугового разряда при индуктивности выходной цепи менее 200 мкГн. Это позволило существенно снизить энергию и габариты выходных фильтров при заданном уровне пульсаций.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] **Быховский, Д. Г.** Плазменная резка [Текст] / Д. Г. Быховский. — Л. : Машиностроение, 1987. — 192 с.
- [2] **Васильев, К. В.** Плазменно-дуговая резка [Текст] / К. В. Васильев. — М. : Машиностроение, 1974. — 112 с.
- [3] **Верещаго, Е. Н.** Квазирезонансный источник питания PLASMA 110i HF для плазменной резки [Текст] / Е. Н. Верещаго, В. Ф. Квасницкий, В. И. Костюченко // Сварочное производство. — 2008. — № 6. — С. 37–41.
- [4] **Верещаго, Е. Н.** Системы электропитания на базе резонансных инверторов [Текст] / Е. Н. Верещаго, В. И. Костюченко // Автоматическая сварка. — 2009. — № 8. — С. 35–42.
- [5] **Верещаго, Е. Н.** Стабилизатор тока с квазирезонансным преобразователем для плазменной технологии [Текст] / Е. Н. Верещаго, В. И. Костюченко // Сварочное производство. — 2010. — № 10. — С. 9–15.
- [6] **Милютин, В. С.** Источники питания для сварки [Текст] / В. С. Милютин, В. А. Коротков. — Челябинск : Металлургия Урала, 1999. — 368 с.
- [7] Схемотехника инверторных источников питания для дуговой сварки [Текст] / Е. Н. Верещаго, В. Ф. Квасницкий, Л. Н. Мирошниченко, И. В. Пентегов. — Николаев : УГМТУ, 2000. — 283 с.
- [8] **Ширшов, И. Г.** Плазменная резка [Текст] / И. Г. Ширшов, В. Н. Котиков. — Л. : Машиностроение, 1987. — 192 с.
- [9] **Юрченко, Н. Н.** Системы электропитания бортовых технологических установок, работающих в космосе [Текст] / Н. Н. Юрченко, О. Н. Юрченко. — К. : Институт электродинамики НАН Украины, 2001. — 143 с.

© С. Н. Верещаго, В. И. Костюченко

Надійшла до редколегії 16.08.2012

Статтю рекомендує до друку член редколегії Вісника НУК

д-р техн. наук, проф. *Б. Н. Гордєєв*

Статтю розміщено у Віснику НУК №4, 2012