

к.т.н., доц. Бондаренко А.Ф.
(ДонГТУ, г. Алчевск, Украина,
bondarenkoaf@gmail.com)

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЯ ИМПУЛЬСОВ ДЛЯ КОНТАКТНОЙ МИКРОСВАРКИ СО СПЕЦИАЛЬНЫМ ЗАКОНОМ ИЗМЕНЕНИЯ МОЩНОСТИ

Запропоновано математичні моделі вузлів формувача імпульсів, а також проведено моделювання формувача як замкненої системи із зворотнім зв'язком за потужністю при формуванні зварювального імпульсу спеціальної форми.

В последнее время за рубежом наблюдается повышенный интерес к формирователям импульсов, которые используются в составе установок контактной микросварки. Такой интерес может быть объяснен, во-первых, постоянным расширением областей применения контактной микросварки, а во-вторых, определяющей ролью формирователей импульсов в получении высококачественного соединения. Современные тенденции миниатюризации соединяемых деталей приводят к повышению требований к параметрам формируемых импульсов и делают необходимым более глубокий учет электрофизических процессов в свариваемом контакте, что в свою очередь еще больше усиливает роль применяемых формирователей импульсов.

Параметры сварочного импульса определяются динамическими характеристиками элементов и узлов формирователя. Для оценки этих характеристик и их оптимизации необходимы математические описания элементов и узлов формирователя – их математические модели.

Известны работы [1, 2], в которых приводятся структуры формирователей импульсов для контактной микросварки со специальным законом изменения мощности, а также затрагиваются некоторые вопросы, связанные со схемотехнической реализацией таких формирователей. Следует отметить, что вопросы, касающиеся разработки математических моделей таких формирователей рассмотрены лишь в работе [3]. При разработке моделей в [3] наиболее полно была рассмотрена силовая часть формирователя, в то же время недостаточно затронуты вопросы, касающиеся моделей узлов системы управления. Кроме того, в известных работах не рассматривалась задача моделирования системы в целом. Соответственно сведений, позволяющих оценить динамические

характеристики существующих формирователей импульсов, а также провести их оптимизацию, недостаточно.

Целью данной работы является разработка математических моделей узлов системы управления формирователя импульсов и проведение моделирования формирователя как замкнутой системы с обратной связью по мощности при формировании импульса специальной формы.

Математические модели формирователя импульсов получим на основе функциональных схем силовой части и системы управления, приведенных на рисунке 1. На схеме силовой части приняты следующие обозначения: ЗУ – зарядное устройство, ИСТ – источник сварочного тока, РСТ – регулятор сварочного тока. Узлы системы управления обозначены следующим образом: ДТ – датчик сварочного тока, ДН – датчик напряжения между электродами, БП – блок перемножения, УС – устройство сравнения, Р – регулятор (корректирующее устройство), БУ – буферный усилитель, ГПИ1 и ГПИ2 – управляемые генераторы прямоугольных импульсов, УИ – управляемый интегратор, ФП – функциональный преобразователь и У – усилитель.

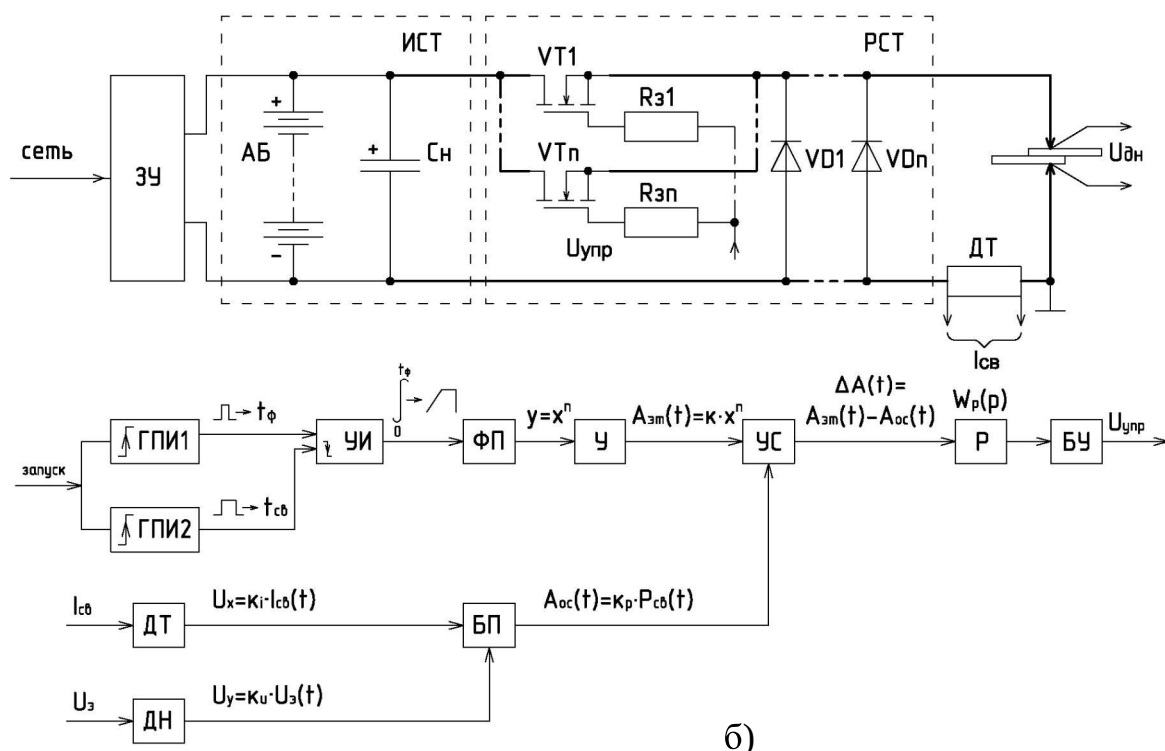


Рисунок 1 – Функциональная схема силовой части (а) и системы управления (б) формирователя импульсов

Получим математические модели узлов контура обратной связи. Будем полагать, что в качестве датчиков обратных связей по сварочному току и напряжению между электродами, устройства сравнения и буфер-

ного усилителя используются схемы на операционных усилителях. Математические модели этих узлов можно представить в виде апериодического звена первого порядка с усилением [4].

Таким образом, для датчика тока с учетом ограничений, накладываемых напряжением питания операционного усилителя, можно записать выражение для выходного напряжения в виде

$$u_{ДТ}(t) = \begin{cases} \pm K_{ДТ} \cdot R_{Ш} \cdot i_{СВ} (1 - e^{\frac{-t}{\tau_{ОУ}}}), & U_{ДТ} < \pm U_{ОУ\max}; \\ \pm U_{ОУ\max}, & U_{ДТ} \geq \pm U_{ОУ\max}. \end{cases} \quad (1)$$

где $R_{Ш}$ – сопротивление шунта датчика тока;

$i_{СВ}$ – сварочный ток;

$\tau_{ОУ}$ – постоянная времени, определяемая частотными свойствами операционного усилителя;

$U_{ОУ\max}$ – максимальная амплитуда напряжения на выходе операционного усилителя;

$\pm K_{ДТ}$ – коэффициент усиления схемы датчика тока на базе операционного усилителя (знак «плюс» соответствует неинвертирующей схеме, «минус» – инвертирующей).

Используя преобразование Лапласа, на основании (1) получим изображение выходного напряжения датчика тока в виде

$$u_{ДТ}(p) = \begin{cases} \frac{\pm K_{ДТ} \cdot R_{Ш} \cdot i_{СВ}(p)}{T_{ДТ} p + 1}, & U_{ДТ} < \pm U_{ОУ\max}; \\ \pm U_{ОУ\max}, & U_{ДТ} \geq \pm U_{ОУ\max}. \end{cases} \quad (2)$$

Реализация датчика тока в виде алгоритмической структурной схемы представлена на рисунке 2.

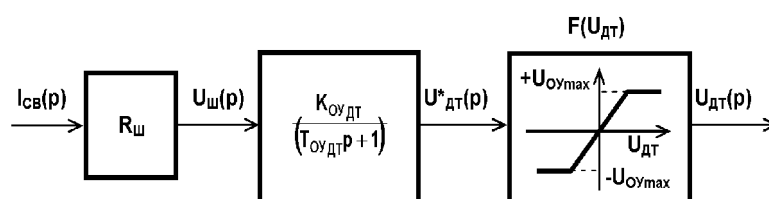


Рисунок 2 – Алгоритмическая структурная схема датчика тока

Для датчика напряжения, аналогично датчику тока, с учетом ограничений накладываемых напряжением питания операционного усилителя можно записать выражение для выходного напряжения в виде

$$u_{ДН}(t) = \begin{cases} \pm K_{ДН} \cdot u_{\mathcal{E}}(1 - e^{\frac{-t}{\tau_{ОУ}}}), & U_{ДН} < \pm U_{ОУ \max}; \\ \pm U_{ОУ \max}, & U_{ДН} \geq \pm U_{ОУ \max}. \end{cases} \quad (3)$$

где $u_{\mathcal{E}}$ – напряжение между электродами.

Используя преобразование Лапласа, на основании (3) получим изображение выходного напряжения датчика напряжения в виде

$$u_{ДН}(p) = \begin{cases} \frac{\pm K_{ДН} \cdot u_{\mathcal{E}}(p)}{T_{ДН} p + 1}, & U_{ДН} < \pm U_{ОУ \max}; \\ \pm U_{ОУ \max}, & U_{ДН} \geq \pm U_{ОУ \max}. \end{cases} \quad (4)$$

Реализация датчика напряжения в виде алгоритмической структурной схемы приведена на рисунке 3.

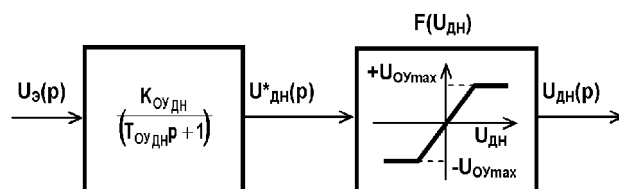


Рисунок 3 – Алгоритмическая структурная схема датчика напряжения

Будем полагать, что управляющее напряжение с выхода буферного усилителя подается на затворы транзисторов регулятора относительно истоков, а также, что буферный усилитель реализуется в виде схемы на операционных усилителях с дифференциальным выходом. Математическое описание такой схемы соответствует выражениям (3) и (4), а алгоритмическая структурная схема соответствует схеме, приведенной на рисунке 3 при условии, что $K_{ДН} = K_{БУ}$, $T_{ДН} = T_{БУ}$, $U_{ДН} = U_{УПР}$ и $U_{\mathcal{E}} = U_{ВЫХрег}$.

Математическое описание устройства сравнения (сумматора) получим в виде

$$u_{УС}(t) = \begin{cases} K_{УС} \cdot (a_{\mathcal{E}T} - a_{ОС})(1 - e^{\frac{-t}{\tau_{ОУ}}}), & U_{УС} < \pm U_{ОУ \max}; \\ \pm U_{ОУ \max}, & U_{УС} \geq \pm U_{ОУ \max}. \end{cases} \quad (5)$$

где $a_{\mathcal{E}T}$ – напряжение эталонного сигнала;

$a_{ОС}$ – напряжение сигнала обратной связи.

Используя преобразование Лапласа, на основании (5) получим изображение выходного напряжения устройства сравнения (сумматора) в виде

$$u_{YC}(p) = \begin{cases} \frac{K_{YC} \cdot (a_{ЭТ}(p) - a_{ОС}(p))}{T_{YC}p + 1}, & U_{YC} < \pm U_{ОУ\max}; \\ \pm U_{ОУ\max}, & U_{YC} \geq \pm U_{ОУ\max}. \end{cases} \quad (6)$$

Реализация устройства сравнения (сумматора) в виде алгоритмической структурной схемы приведена на рисунке 4.

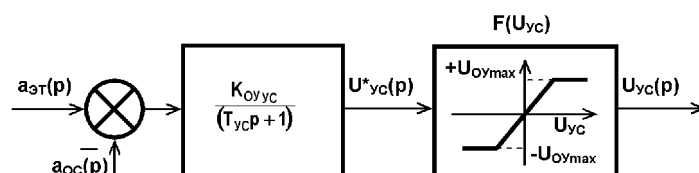


Рисунок 4 – Алгоритмическая структурная схема устройства сравнения

Математическое описание блока перемножения получим, предполагая, что он реализован на основе специализированной микросхемы – аналогового перемножителя. Для этого будем использовать функциональную схему этой микросхемы и амплитудно-частотную характеристику для каждого из каналов преобразования.

Возьмем за основу данные, приводимые фирмой Analog Devices в описании аналогового перемножителя AD530 (полный аналог отечественного К525ПС2), а именно его функциональную схему и амплитудно- и фазочастотные характеристики для каждого из каналов (рисунок 5). Очевидно, что по каждому из каналов перемножитель может быть представлен аperiодическим звеном первого порядка (на рисунке 5 наклон АЧХ ≈ 20 дБ/дек и фазовый сдвиг ≈ 90 эл. град.). Считая частоты среза АЧХ равными для обоих каналов, а также, принимая во внимание его функциональную схему, можно записать приближенное выражение для определения выходного напряжения в виде:

$$u_Z(t) = \begin{cases} K_{\Pi} \cdot u_X(1 - e^{\frac{-t}{\tau_{\Pi}}}) \cdot u_Y(1 - e^{\frac{-t}{\tau_{\Pi}}}) = \\ \pm U_{BIX\max} \end{cases}$$

$$= \begin{cases} K_{\Pi} \cdot u_X \cdot u_Y (e^{\frac{-2t}{\tau_{\Pi}}} - 2e^{\frac{-t}{\tau_{\Pi}}} + 1), & U_Z < \pm U_{BIX\max}; \\ \pm U_{BIX\max}, & U_Z \geq \pm U_{BIX\max}. \end{cases} \quad (7)$$

где τ_{Π} – постоянная времени перемножителя по каждому из каналов;

K_{Π} – статический коэффициент передачи перемножителя;

$U_{BIX\max}$ – максимальная амплитуда напряжения на выходе перемножителя, ограниченная напряжением питания;

U_X, U_Y – входные напряжения каналов X и Y соответственно;
 U_Z – выходное напряжение перемножителя.

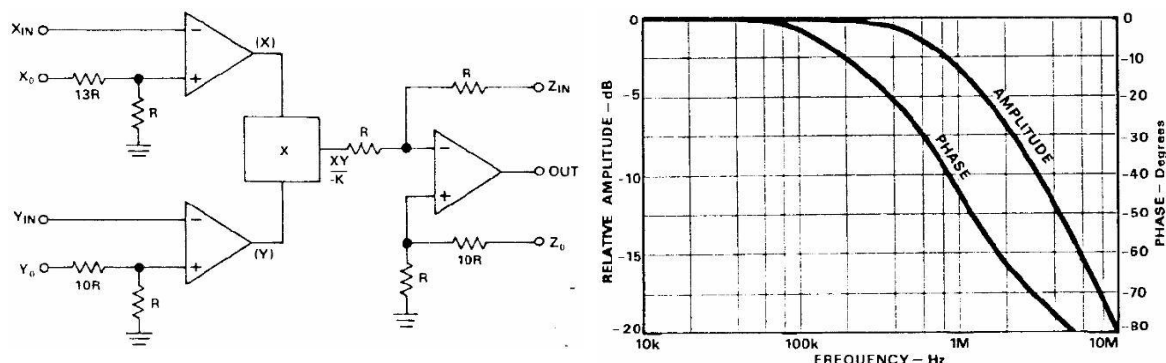


Рисунок 5 – Функциональная схема, АЧХ и ФЧХ для каждого из каналов аналогового перемножителя AD530

Используя преобразование Лапласа, на основании (7) получим изображение выходного напряжения перемножителя в виде

$$u_Z(p) = \begin{cases} \frac{K_{\Pi} \cdot u_X(p) \cdot u_Y(p)}{0,5T_{\Pi}^2 p^2 + 1,5T_{\Pi} p + 1} \\ \pm U_{BIX \max} \end{cases}$$

$$= \begin{cases} \frac{K_{\Pi} \cdot u_X(p) \cdot u_Y(p)}{(T_{\Pi} p + 1)(0,5T_{\Pi} p + 1)}, & U_Z < \pm U_{BIX \max}; \\ \pm U_{BIX \max}, & U_Z \geq \pm U_{BIX \max}. \end{cases} \quad (8)$$

Реализация перемножителя в виде алгоритмической структурной схемы приведена на рисунке 6.

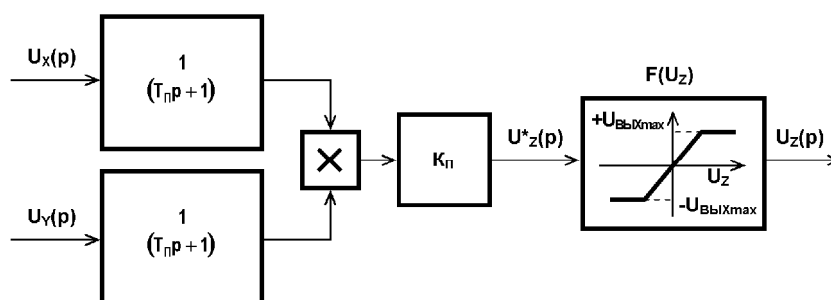


Рисунок 6 – Алгоритмическая структурная схема перемножителя

На основании полученных алгоритмических структурных схем элементов и узлов формирователя импульсов, без учета влияния источника сварочного тока, получена его полная алгоритмическая структур-

ная схема (рисунок 7). Для упрощения этой схемы и приведения её к типовой одноконтурной системе с использованием метода структурных преобразований приняты допущения, что все элементы схемы являются линейными звеньями, а контур обратной связи – безынерционным.

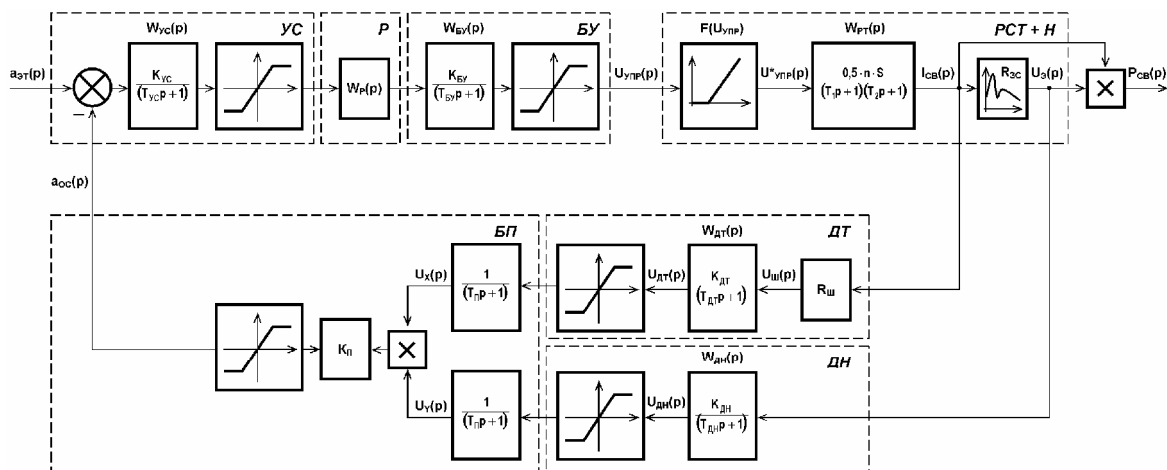


Рисунок 7 – Алгоритмическая структурная схема формирователя импульсов

С учетом принятых допущений передаточная функция объекта регулирования может быть получена в виде:

$$W_O(p) = \frac{0,25 \cdot n \cdot S^2 \cdot R_{3C}}{(T_1 p + 1)(0,5 T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(0,5 T_2 p + 1)}, \quad (9)$$

где R_{3C} – суммарное активное сопротивление сварочного контура;
 S – крутизна проходной вольтамперной характеристики транзисторов регулятора сварочного тока;
 n – количество параллельно соединенных транзисторов регулятора сварочного тока.

Анализ показал, что входящие в выражение (9) постоянные времени T_1 и T_2 , которые определяются, соответственно, инерционными свойствами сварочного контура и инерционными свойствами транзисторов регулятора сварочного тока, соотносятся, как правило, между собой таким образом, что T_1 значительно больше T_2 . Исходя из изложенного выше, передаточную функцию формирователя импульсов можно представить в виде звена третьего порядка

$$W_O(p) = \frac{k_O}{(T_{O1} p + 1)(T_{O2} p + 1)(T_{O3} p + 1)}, \quad (10)$$

где $k_O = 0,25 \cdot n \cdot S^2 \cdot R_{3C}$, $T_{O1} = T_1$, $T_{O2} = 0,5 T_1$, $T_{O3} = T_2 + 0,5 T_2$.

Особенностью формирователя импульсов является то, что он представляет собой систему программного регулирования. Т.к. законы изменения формируемых импульсов на этапе формирования фронта представляют собой степенные функции (с различными показателями степени) [2-3], для минимизации ошибок требуется, чтобы система обладала астатизмом второго порядка и выше. Как известно, такие системы являются структурно-неустойчивыми и требуют особых методов настройки и выбора параметров регулятора. В свою очередь в системах с астатизмом первого порядка будет присутствовать скоростная ошибка и ошибка по ускорению, однако, при соответствующем выборе параметров регулятора существует возможность их минимизации.

Выбор типа регулятора и настройку его параметров рассмотрим на примере формирователя импульсов, силовая часть которого состоит из параллельно соединенных транзисторов MOSFET IRF2804 (количество $n = 10$ шт., крутизна переходной характеристики $S = 130$ См, постоянная времени входной цепи транзистора $T_2 = R_3 C_{BX} = 350$ нс, пороговое напряжение $U_{ПОР} = 2...4$ В) и сварочного контура (сопротивление зоны сварки $R_{ЗС} = 1...3$ мОм, индуктивность контура $L_{СК} = 100...300$ нГн, безындуктивный шунт 75ШСМ-50-0,5, постоянная времени сварочного контура $T_1 = L_{СКЭкв} / R_{НЭкв} = 33$ мкс).

Таким образом, на основании (10) имеем постоянные времени $T_{O1} = 33$ мкс, $T_{O2} = 17$ мкс, $T_{O3} = 350$ нс и коэффициент передачи объекта $k_0 = 126,75$. Для проведения синтеза, исходя из наихудших условий, увеличим постоянную времени T_{O3} на порядок, примем $T_{O3} = 3,5$ мкс. Согласно [5], для объекта регулирования с такими параметрами необходимо использовать ПИД-регулятор, с настройкой на симметричный оптимум.

С учетом полученных выше результатов и особенностей динамических характеристик формирователя импульсов как нелинейного объекта регулирования проведено исследование его работы при отработке заданного закона изменения мощности сварочного импульса. При этом использовалась разработанная алгоритмическая структурная схема, представленная на рисунке 7 и программа MATLAB (пакет Simulink).

В разработанной модели учтены все малые постоянные времени и нелинейности элементов формирователя импульсов, а также нелинейный характер изменения сопротивления нагрузки (сварочного контакта) в процессе сварки.

Исследование работы формирователя проводилось при показателе степени $n = 2$ и различных значениях амплитуды импульса мощности.

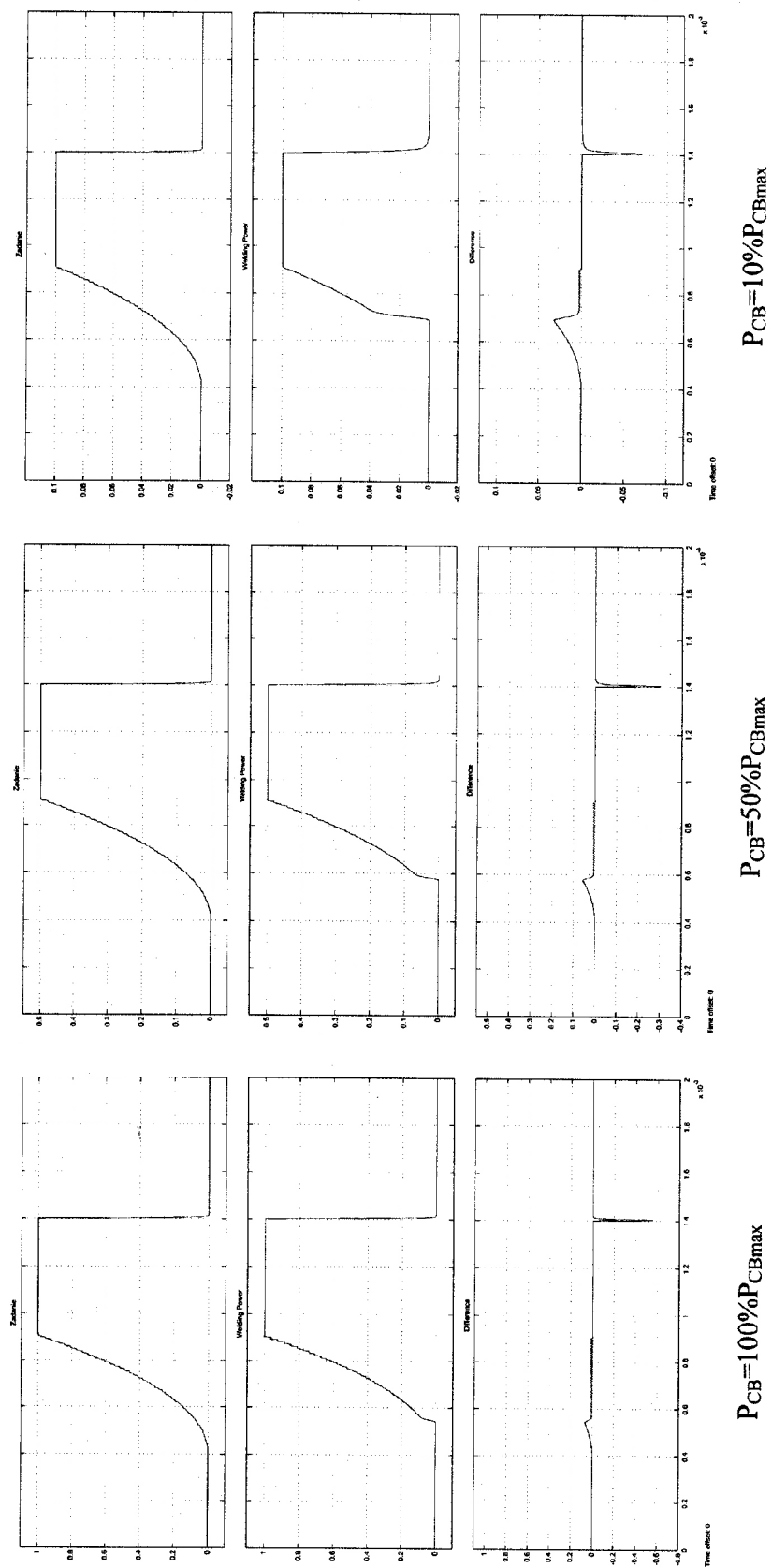


Рисунок 8 – Временные диаграммы эталонного сигнала, мощности сварочного импульса и сигнала рассогласования при различных амплитудах формируемого импульса

На рисунке 8 представлены временные диаграммы эталонного сигнала, мощности сварочного импульса и сигнала рассогласования при амплитуде формируемого импульса мощности 100%, 50% и 10% от номинальной. Из представленных временных диаграмм можно сделать следующие основные заключения: нелинейный характер нагрузки не оказывает существенного влияния на форму получаемого импульса мощности; наибольшее отклонение формы импульса от заданной, и, соответственно, относительная погрешность формирования наблюдается на начальном этапе при формировании фронта; с уменьшением амплитуды формируемого импульса на этапе фронта наблюдается увеличение относительной погрешности формирования.

Таким образом, разработаны математические модели узлов системы управления формирователя импульсов и проведено моделирование формирователя как замкнутой системы с обратной связью по мощности при формировании импульса специальной формы. Моделирование показало, что наибольшая погрешность при формировании импульса соответствует начальному участку на этапе формирования фронта, а также то, что нелинейность сопротивления нагрузки не оказывает существенного влияния на форму импульса.

Предложены математические модели узлов формирователя импульсов, а также проведено моделирование формирователя как замкнутой системы с обратной связью по мощности при формировании сварочного импульса специальной формы.

The mathematical models of pulse former parts are offered. Also simulation of the former as power feedback system at forming of special form welding pulse is carried out.

Библиографический список

1. Леонов В.П. Малоинерционный источник питания для микро-сварки и пайки с обратной связью по электроэнергетическим параметрам / В.П. Леонов, В.Е. Атауш // В кн.: Припои для пайки современных материалов. – Киев: ИЭС им. Е.О. Патона, 1985. – С. 133-139.
2. Паэранд Ю.Э. Формирователь импульсов специальной формы для контактной микросварки / Ю.Э. Паэранд, А.Ф. Бондаренко // Технічна електродинаміка. – 2006. – Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч. 5. – С. 27-32.
3. Паэранд Ю.Э. Моделирование формирователя импульсов сварочного тока специальной формы / Ю.Э. Паэранд, В.Д. Потапов, А.Ф. Бондаренко // Технічна електродинаміка. – 2007. – Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч. 5. – С. 80-84.

4. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988. – 304 с.

5. Лукас В.А. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов / В.А. Лукас. – 2-е изд., перераб. и доп. – М., Недра, 1990. – 416 с.

Рекомендовано к печати проф., к.т.н. Пазрандом Ю.Э.