УДК 621.375.4

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЦИФРОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

АНДРЕЕВ А.И., СЕМЕНОВ А.С., СОЛОДУХИН В.В.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

INCREASE OF EFFICIENCY OF DIGITAL POWER AMPLIFIERS

ANDREEV A.I., SEMENOV A.S., SOLODUHIN V.V.

Odessa national academy of telecommunications n.a. O.S. Popov

Аннотация. *Анализируются цифровые усилители мощности. Получены дискретные передаточные функции замкнутой и комбинированной систем. Применение усилителей с комбинированным управлением повышает порядок астатизма.*

Abstract. *The digital power amplifiers which work in the mode of tracing are analysed. The discrete transfer functions of closed and combined system are obtained. Application amplifiers with combined control allow the astatism order of an.*

Основные достоинства цифровых усилителей мощности (ЦУМ) определяются теми возможностями, которые возникают в результате внедрения цифровой техники. Это, прежде всего высокая, практически неограниченная точность воспроизведения задающего воздействия, помехозащищенность и возможность реализации сложных алгоритмов управления [1].

В зависимости от способа формирования управляющего воздействия различают следующие принципы управления ЦУМ: по возмущению; по отклонению и комбинированное управление [2,3].

В параметрических ЦУМ, использующих принцип управления по задающему воздействию, информация о выходном сигнале не используется, т.е. они представляют разомкнутые системы автоматического управления по основному воздействию – изменению входного сигнала. Эти усилители достаточно просты, их применяют в тех случаях, когда нагрузка меняется незначительно и к качеству выходного сигнала не предъявляется высоких требований.

Более совершенными являются компенсационные ЦУМ, в которых изменение относительной длительности включенного состояния регулирующего элемента (транзистора) происходит в соответствии с изменением входного сигнала. В результате на выходе обеспечивается точное воспроизведение входного сигнала, что является основным достоинством компенсационных ЦУМ, из-за которого они получили преимущественное распространение.

В компенсационных ЦУМ точность воспроизведения на выходе входного сигнала связана с необходимостью увеличения коэффициента усиления в контуре обратной связи, что вызывает усложнение схемы и ведет к снижению устойчивости. Для повышения устойчивости в контур управления можно ввести корректирующие звенья, однако это снижает быстродействие, что также нежелательно.

Повышение статической и динамической точности компенсационных ЦУМ можно обеспечить за счет использования методов теории инвариантности [4,5]. Построение комбинированных ЦУМ основано на принципе двухканальности: управлению по отклонению и управлению по возмущению. Применение методов теории инвариантности при воспроизведении на выходе управляемой величины с необходимой точностью в соответствии с заранее неизвестной функцией времени, определяемой задающим воздействием особенно эффективно, поскольку о характере изменения задающего воздействия, как правило, мало известно.

Исследования статических и динамических характеристик ЦУМ ведется по двум направлениям:

- усилитель рассматривается в виде непрерывной модели [6];
- усилитель напряжения представлен как дискретная (цифровая) система [7].

Переход к непрерывной модели, в целом, основывается, во-первых, на представлении силовой части в виде непрерывного звена и, во-вторых, на представлении схемы управления, включая аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) в виде непрерывных звеньев. Достоинством такого подхода является простота методов исследования, недостатком – невозможность предсказания свойств модели как дискретной.

Дискретные модели ЦУМ свободны от указанного недостатка, но требуют более сложного математического аппарата. В качестве основных методов анализа дискретных систем применяются методы пространства состояний (во временной области), частотные (с билинейным преобразованием), алгебраические (z-преобразование) и их различные сочетания.

Целью работы является сравнительный анализ замкнутых и комбинированных ЦУМ с непрерывными линейными частями (НЛЧ) 1-го и 2-го порядков, а также разработка мер по уменьшению динамических ошибок с использованием метода повышения порядка астатизма.

Рассмотрим структурную схему ЦУМ с управлением по отклонению (рис. 1), где $\alpha(t)$ – задающее воздействие; $\beta(t)$ – управляемая величина; $\theta(t)$ – отклонение управляемой величины от требуемого значения; $K_д(z)$, $K_{фэ}(p)$, $K_{нч}(p)$, $K_{су}(p)$, $K_{дн}(p)$ – передаточные функции дискретного преобразователя, фиксирующего элемента, непрерывной линейной части, схемы управления, делителя напряжения; *РЭ* – регулирующий элемент; *ЦВУ* – цифровое вычислительное устройство; $e^{-\tau p}$ – элемент запаздывания; τ – время, зависящее от быстродействия ЦВУ.

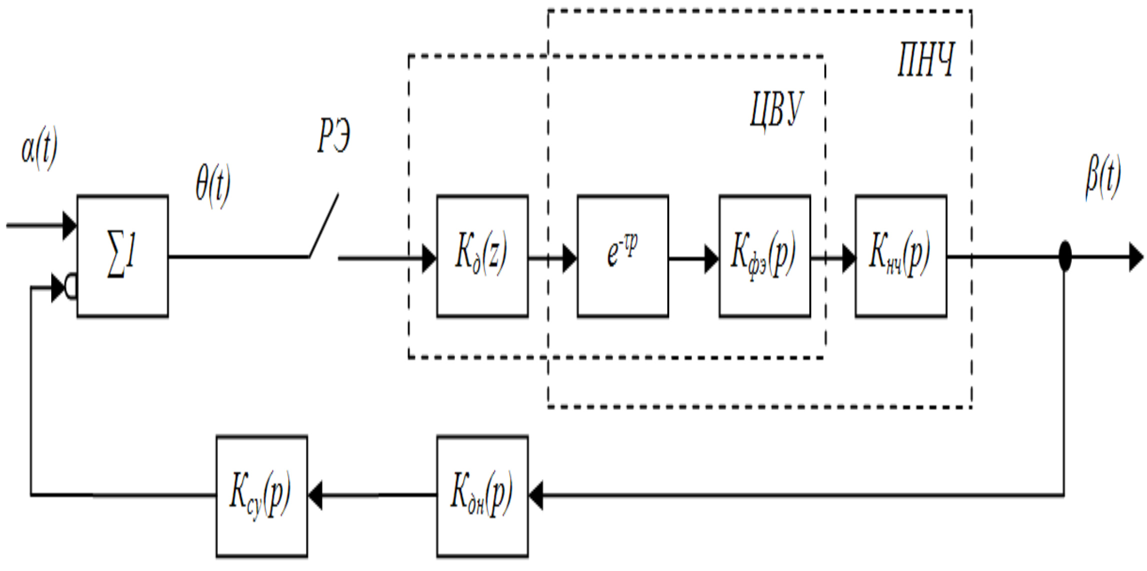

Рисунок 1 - Структурная схема ЦУМ с управлением по отклонению

Для удобства анализа элемент запаздывания, фиксирующее устройство и непрерывную линейную часть объединим в приведенную линейную часть (ПНЧ). Передаточная функция ПНЧ выглядит следующим образом

$$K_{пнч}(p) = e^{-\tau p} K_{фу}(p) K_{нч}(p)$$

или после подстановки значения передаточной функции фиксатора

$$K_{пнч}(p) = e^{-\tau p} K_{нч}(p) \frac{k_и (1 - e^{-T_0 p})}{p},$$

где T_0 – период квантования, $k_и$ - коэффициент передачи фиксирующего звена.

Z-передаточная функция ПНЧ может быть определена с помощью Z-преобразования [4]

$$K_{пнч}(z,\varepsilon) = Z_\varepsilon \{K_{пнч}(p)\}.$$

Z-передаточную функцию целесообразно определять по этапам. Вначале примем, что запаздывание отсутствует ($\tau = 0$). Тогда

$$K'_{пнч}(p) = K_{нч}(p) \frac{k_и (1 - e^{-T_0 p})}{p},$$

соответствующая z-передаточная функция

$$K'_{пнч}(z,\varepsilon) = Z_\varepsilon\left\{\frac{k_и(1-e^{-T_0 p})}{p} K_{нч}(p)\right\} = Z_\varepsilon\left\{\frac{k_и K_{нч}(p)}{p} - e^{-T_0 p}\frac{k_и K_{нч}(p)}{p}\right\} =$$

$$= Z_\varepsilon\left\{\frac{k_и K_{нч}(p)}{p}\right\} - Z_\varepsilon\left\{e^{-T_0 p}\frac{k_и K_{нч}(p)}{p}\right\}.$$

Согласно теореме о смещении аргумента в оригинале

$$Z\{f(t \pm \gamma T)\} = Z\{e^{\pm\gamma T p} F(p)\} = z^{\pm\gamma} Z\{F(p)\},$$

и учитывая, что для фиксатора $\gamma = 1$, получим

$$K'_{пнч}(z,\varepsilon) = Z_\varepsilon\left\{\frac{k_и K_{нч}(p)}{p}\right\} - z^{-1} Z_\varepsilon\left\{\frac{k_и K_{нч}(p)}{p}\right\} = (1 - z^{-1}) Z_\varepsilon\left\{\frac{k_и K_{нч}(p)}{p}\right\}.$$

С учетом времени запаздывания τ

$$K_{пнч}(z,\varepsilon) = Z_\varepsilon\left\{K'_{пнч}(p) e^{-\tau p}\right\} = (1 - z^{-1}) Z_\varepsilon\left\{\frac{k_и K_{нч}(p)}{p} e^{-\tau p}\right\}.$$

Z-передаточную функцию $K_{пнч}(z,\varepsilon)$ можно выразить через $K'_{пнч}(z,\varepsilon)$. При этом следует иметь в виду, что в общем виде чистое запаздывание вносится как ЦВУ, так и непрерывной линейной частью системы и возможны случаи, когда $\tau \geq T$ и $\tau \leq T$. Удобно представить запаздывание суммой $\tau = mT + \bar{\tau}\,T$, где m – целое число, $0 \le \bar{\tau} < 1$. Используя теорему смещения

$$K_{пнч}(z,\varepsilon) = Z_{\varepsilon}\left\{K'_{пнч}\, e^{-\tau p}\right\} = \begin{cases} z^{-1(1+m)} K'_{пнч}(z, 1+\varepsilon-\bar{\tau}), \text{ если } 0 \le \varepsilon \prec \bar{\tau} \\ z^{-m} K'_{пнч}(z, \varepsilon-\bar{\tau}), \text{ если } \bar{\tau} \le \varepsilon \prec 1. \end{cases}$$

Вследствие невысокого порядка рассматриваемой системы вычисления не представляют принципиальных трудностей, но отличаются значительной громоздкостью. В связи с этим получим выражения для $m = 0$, $\bar{\tau} = 0$, $\varepsilon = 0$.

Тогда дискретная передаточная функция приведенной непрерывной части с НЛЧ 1-го порядка (RC фильтром) вида $K_{нч}(p) = \dfrac{k_ф}{Т_ф\, р + 1}$, где $k_ф$ – коэффициент передачи фильтра; $T_ф$– постоянная времени

$$K_{пнч}(z) = z^{-1}(1-z^{-1}) Z\left\{\frac{k_и k_ф}{р(Т_ф\, р+1)}\right\} = k_и k_ф\, z^{-1}(1-z^{-1}) \times \left(\frac{z}{z-1} - \frac{zd}{z-d}\right) = \frac{c_1 z^{-1}}{1+d_1 z^{-1}},$$

где $c_1 = k_и k_ф (1-d)$; $d_1 = -d$; $d = e^{-\frac{T_0}{T_ф}}$, с НЛЧ 2-го порядка (Г-образным LC фильтром) вида

$$K_{нч}(р) = \frac{k_ф}{T_ф^2 p^2 + 2\xi T_ф\, p + 1} = \frac{k_1}{(p+\alpha)^2 + \beta^2},$$

где

$$k_1 = \frac{k_ф}{Т_ф^2};\ \alpha = \frac{\xi}{Т_ф};\ \beta = \sqrt{\frac{1-\xi^2}{Т_ф^2}}.$$

$$K_{пнч}(z) = z^{-1}(1-z^{-1}) Z\left\{\frac{k_и k_1}{p[(p+\alpha)^2+\beta^2]}\right\} = \frac{k_и k_1}{\alpha^2+\beta^2} \times$$

$$\times z^{-1}(1-z^{-1})\left(\frac{z}{z-1} - z\frac{z - d\cos\beta T_0}{z^2 - 2zd\cos\beta T_0 + d^2}\right) = \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}},$$

где

$$c_1 = \frac{k_и k_1}{\alpha^2+\beta^2}(1 - d\cos\beta T_0);\ c_2 = \frac{k_и k_1}{\alpha^2+\beta^2} d(d - \cos\beta T_0);\ d_1 = -2d\cos\beta T_0;$$

$$d_2 = d^2.$$

Согласно математической модели ЦУМ с управлением по отклонению (рис. 1), используя z-преобразование, можно записать

$$\begin{cases} \theta(z) = \alpha(z) - K_{\ddot{a}\acute{i}}(z)K_{\tilde{n}\acute{o}}(z)\beta(z); \\ \beta(z) = K_{\ddot{a}}(z)K_{\ddot{i}\acute{i}\div}(z)\theta(z), \end{cases}$$

где $K_{\tilde{n}\acute{o}}(z) = k_{cy}$; $K_{\ddot{a}\acute{i}}(z) = k_{\ddot{a}\acute{i}}$; $K_{\ddot{a}}(z) = 1$ [3,7].

Отсюда определим дискретную передаточную функцию по ошибке, вызываемой изменением задающего воздействия

$$K_{\hat{i}\o}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{1}{1 + k_{\ddot{a}\acute{i}}k_{\tilde{n}\acute{o}}K_{\ddot{i}\acute{i}\div}(z)},$$

где

$$K_{\ddot{i}\acute{i}\div}(z) = \frac{D_{\ddot{i}\acute{i}\div}(z)}{F_{\ddot{i}\acute{i}\div}(z)}.$$

Тогда

$$K_{\hat{i}\o}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{F_{\ddot{i}\acute{i}\div}(z)}{F_{\ddot{i}\acute{i}\div}(z) + k_{\ddot{a}\acute{i}}k_{\tilde{n}\acute{o}}D_{\ddot{i}\acute{i}\div}(z)}.$$

Для НЛЧ 1-го порядка передаточная функция по ошибке

$$K_{\hat{i}\o}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = (1 - z^{-1})^{\nu=0}\frac{1 + d_1 z^{-1}}{1 + d_1 z^{-1} + k_{\ddot{a}\acute{i}}k_{\tilde{n}\acute{o}}c_1 z^{-1}},$$

для НЛЧ 2-го порядка

$$K_{\hat{i}\o}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = (1 - z^{-1})^{\nu=0}\frac{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + k_{\ddot{a}\acute{i}}k_{\tilde{n}\acute{o}}(c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})}.$$

Порядок астатизма дискретной системы определяется степенью ν оператора конечной разности *(1-z^{-1})*, являющегося общим множителем дискретной передаточной функции по ошибке. ЦУМ с управлением по отклонению является статическим с астатизмом нулевого порядка.

Определим динамическую ошибку ЦУМ с принципом управления по отклонению при различных законах изменения возмущающего воздействия: ступенчатом

$\alpha(t) = \alpha_0 \cdot 1(t)$, линейном $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t$ и квадратичном $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2$.

Изображение ошибки замкнутого ЦУМ определяется выражением

$$\theta(z) = \hat{E}_{\hat{i}\o}(z) \cdot \alpha(z)$$

Установившаяся динамическая ошибка ЦУМ в соответствии с теоремой о конечном значении дискретной функции, описывается следующим образом

$$\theta(t) = \lim_{z \to 1}(1 - z^{-1})\theta(z)$$

или

$$\theta(t) = \lim_{z \to 1} (1 - z^{-1}) \hat{E}_{\hat{\imath}ø}\ (z) \alpha(z)$$

При изменении возмущающего воздействия по закону ступенчатой функции

$$\alpha(z) = Z\{\alpha_0 \cdot 1(t)\} = \frac{\alpha_0}{1 - z^{-1}}$$

динамическая ошибка равна постоянной величине; при воздействии, меняющемся по линейному закону

$$\alpha(z) = Z\{\alpha_0 + \alpha_1 t\} = \frac{\alpha_0}{(1 - z^{-1})} + \frac{\alpha_1 T_0}{(1 - z^{-1})^2}$$

ошибка растет до бесконечности; при воздействии, изменяющемуся по закону квадратичной функции

$$\alpha(z) = Z\left\{\alpha_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2\right\} = \frac{\alpha_0}{(1 - z^{-1})} + \frac{\alpha_1 T_0}{(1 - z^{-1})^2} + \frac{\alpha_2 (1 + z^{-1})}{(1 - z^{-1})^3} \cdot \frac{T_0^2}{2!}$$

ошибка также растет до бесконечности.

Повышение порядка астатизма, т.е. уменьшение динамических ошибок, может быть достигнуто за счет внедрения комбинированного управления, которое характеризуется введением разомкнутой компенсационной связи по задающему воздействию [3]. На структурной схеме (рис. 2) дискретная передаточная функция компенсационной связи обозначена $K_к(z)$, $\sum 2$ – сумматор.

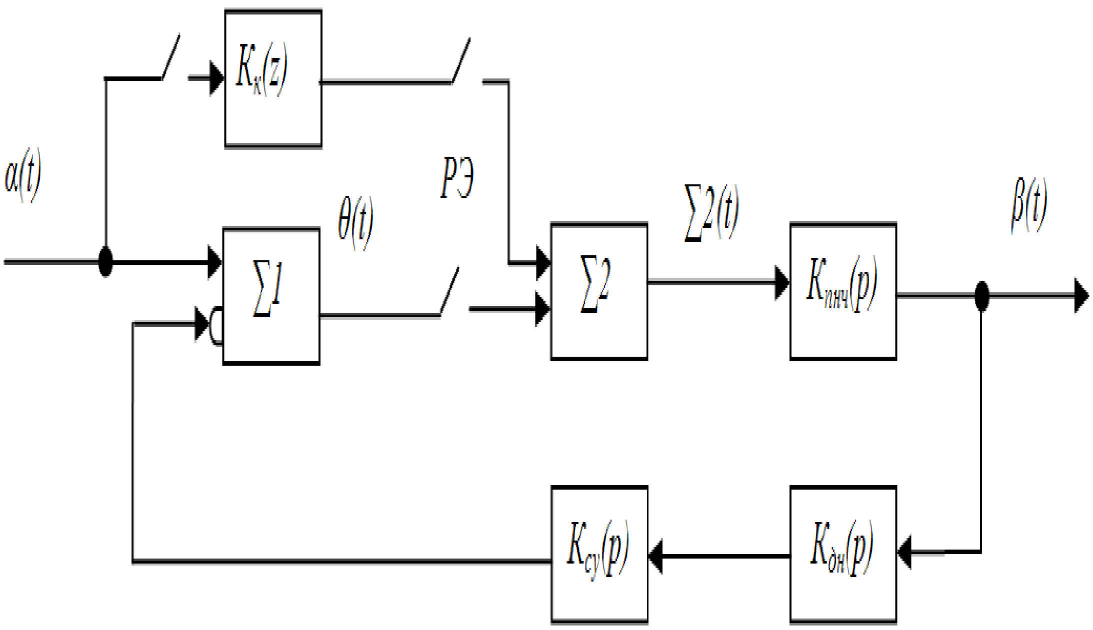

Рисунок 2 – Структурная схема ЦУМ с комбинированным управлением

В соответствии с рис. 2, используя z-преобразование, уравнения элементов принимают вид

$$\begin{cases} \theta(z) = \alpha(z) - K_{\text{äí}}(z) K_{cy}(z) \beta(z); \\ \Sigma 2(z) = \theta(z) + K_{\hat{e}}(z) \alpha(z); \\ \beta(z) = K_{\text{ïí÷}}(z) \Sigma 2(z). \end{cases}$$

Исключив промежуточные переменные, получим дискретную передаточную функцию ЦУМ с комбинированным управлением по ошибке

$$K_{\text{îø}\ \hat{e}}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{F_{\text{ïí÷}}(z) - k_{\text{äí}} k_{\text{ñó}} D_{\text{ïí÷}}(z) K_{\hat{e}}(z)}{F_{\text{ïí÷}}(z) + k_{\text{äí}} k_{\text{ñó}} D_{\text{ïí÷}}(z)}.$$

Для повышения порядка астатизма с нулевого до первого относительно задающего воздействия необходимо с помощью разомкнутой связи ввести первую производную от *α(t)* и дискретная передаточная функция компенсационной связи в этом случае имеет вид $K_{\hat{e}}(z) = k_k(1 - z^{-1})$ [4]. Однако этого еще не достаточно, необходимо, чтобы для НЛЧ 1-го порядка $k_{\hat{e}} = \dfrac{1 + d_1}{c_1 k_{\text{äí}} k_{cy}}$ и для НЛЧ 2-го порядка $k_{\hat{e}} = \dfrac{1 + d_1 + d_2}{(c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}) k_{\text{äí}} k_{cy}}$.

После подстановки значений передаточных функций звеньев получаем для НЛЧ 1-го порядка

$$K_{\text{îø}\ \hat{e}}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = (1 - z^{-1})^{v=1} \frac{c_1 k_{\text{äí}} k_{\text{ñó}}[(1 - z^{-1}) + d_1 z^{-1}]}{c_1 k_{\text{äí}} k_{\text{ñó}}(1 + d_1 + k_{\text{äí}} k_{\text{ñó}} \tilde{n}_1 z^{-1})},$$

для НЛЧ 2-го порядка

$$K_{\text{îø}\ \hat{e}}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = (1 - z^{-1})^{v=1} \frac{k_{\text{äí}} k_{cy}[c_1 + c_2(1 + z^{-1}) - d_2 c_1 z^{-1} + d_1 c_2 z^{-1}]}{(c_1 + c_2) k_{\text{äí}} k_{\text{ñó}}[(1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}) + k_{\text{äí}} k_{\text{ñó}}(c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})]}.$$

Таким образом, в ЦУМ с комбинированным управлением введение компенсационной связи по задающему воздействию позволяет устранить ошибки при изменении *α(t)* по ступенчатому закону.

ВЫВОДЫ

Цифровые усилители мощности с принципом управления по отклонению являются статическими системами с астатизмом нулевого порядка. Таким системам присуща конечная динамическая ошибка при изменении задающего воздействия по ступенчатому закону и ошибка стремится к бесконечности при изменении воздействия по более сложным законам.

С целью компенсации динамических ошибок предложен комбинированный способ управления цифровыми усилителями мощности.

Внедрение комбинированного способа управления в ЦУМ позволило поднять порядок астатизма с нулевого до первого и, тем самым, устранить динамическую ошибку при ступенчатом изменении задающего воздействия и уменьшить до конечного значения при линейном изменении воздействия.

Дальнейшее повышение порядка астатизма, а, следовательно, уменьшение динамических ошибок требует усложнения вида передаточной функции компенсационной связи.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Raab F.H. Et Al. RF And Microwave Power Amplifier And Transmitter Technologies / F.H. Raab Et Al. // High Frequency Electronics – Part 1 – May 2003, Pp. 23 – 36; Part 2 – May 2003, Pp. 22 – 36; Part 3 – September 2003, Pp. 34 – 48; Part 4 – November 2003, Pp. 38 – 49; Part 5 – January 2004, Pp. 46 – 54.
2. Крыжановский В.Г. Транзисторные Усилители С Высоким КПД / В.Г. Крыжаноский – Донецк: Апекс, 2004. – 448 С.
3. Стеклов В.К. Системи Автоматичного Керування Регульованими Джерелами Живлення Підсилювачів / В.К. Стеклов, А.І. Андрєєв. – К.: Техніка, 2001 – 231 С.
4. Стеклов В.К. Проектування Систем Автоматичного Керування / В.К. Стеклов – К.: Вища Шк., 1995. – 231 С.
5. Труды Научного Семинара «70 Лет Теории Инвариантности». – М.: Изд-Во ЛКИ, 2008. – 256 С.
6. Andreev A. Construction Of High-Efficient Class D Power Amplifiers / A. Andreev, V. Soloduhin, A. Semenov // Proceedings Of The X International Conference TCSET’2010. – Lviv: PH Of Lviv Polytechic, 2010. – P. 81.
7. Андреев А.И. Повышение Порядка Астатизма Усилителей Класса D С Комбинированным Управлением / А.И. Андреев // Наукові Праці Дон НТУ, – 2007 – Вип. 13(121) – С. 59 – 63.