

УДК 621.37

М.А. Алексеев, В.А. Сороцкий

УМЕНЬШЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ ГЕНЕРИРОВАНИИ РАДИОСИГНАЛОВ КЛЮЧЕВЫМИ МЕТОДАМИ

М.А. Alekseev, V.A. Sorotsky

DISTORTIONS REDUCTION FOR SWITCH-MODE GENERATED RADIO SIGNALS

Рассмотрен перспективный метод генерирования радиосигналов с заданными характеристиками в ключевых усилителях мощности. На основе математической модели радиосигнала проведена оценка погрешности, обусловленной отклонением огибающей и фазы высокочастотного заполнения от их эталонных значений. Метод может использоваться в радиопередающих устройствах, применяемых в системах радиосвязи, радионавигации и радиовещания.

РАДИОСИГНАЛ. РАДИОПЕРЕДАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО. КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ. ИСКАЖЕНИЕ. МОДЕЛЬ.

The paper gives an overview of promising switch-mode method for generation of radio signals with specified characteristics. Based on the mathematical model of radio signal an error assessment for the envelope and phase deviation is proposed. The method can be used in communication, navigation or broadcasting radio transmitters.

RADIO SIGNAL. RADIO TRANSMITTER. SWITCH MODE. DISTORTIONS. MODEL.

Благодаря своей высокой энергетической эффективности ключевые генераторы нашли широкое применение в качестве усилителей мощности радиопередающих устройств (РПДУ), используемых в системах радиосвязи и радионавигации. Сравнительно недавно область применения ключевого режима расширилась в сторону радиовещания, создав предпосылки для разработки высокоэффективных РПДУ диапазонов длинных и средних волн [1, 2].

В перечисленных выше разнообразных применениях РПДУ должны не только обеспечивать высокие энергетические показатели, но и осуществлять формирование радиосигналов с заданными требованиями к поведению огибающей и фазы высокочастотного заполнения. Вместе с тем хорошо известно, что реализация последнего условия в ключевом режиме работы представляет собой нетривиальную задачу.

Цель настоящего исследования – оцен-

ка достижимой точности формирования огибающей и фазы высокочастотного заполнения радиосигналов при использовании комбинированного метода, предусматривающего динамическое изменение на отдельных интервалах времени количества генераторных ячеек, задействованных в формировании сигнала, и длительностей генерируемых ими выходных импульсов [3].

Математическая модель радиосигнала

Рассмотрим в общем виде напряжение (рис. 1), которое может быть сформировано с помощью набора генераторных ячеек (ГЯ), образующих усилитель мощности РПДУ. Здесь напряжения U_1, U_2, \dots, U_N – амплитуды ступеней, $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}, \alpha_{22}, \dots, \alpha_{N1}, \alpha_{N2}$ – угловые координаты ступеней, выраженные в радианах. При этом условимся, что первый индекс параметра α обозначает номер ступени, а второй индекс, принима-

ющий значения 1 или 2, обозначает, соответственно, момент начала или окончания этой ступени.

Для того чтобы вычислить ток, протекающий в антенне радиопередатчика под воздействием знакопеременной последовательности импульсов напряжения u_n , показанной на рис. 1, воспользуемся методом наложения. На основе данного метода ток, протекающий в антенне РПДУ, может быть представлен в виде суперпозиции токов $i_n(t)$, обусловленных воздействием знакопеременной последовательности прямоугольных импульсов с амплитудами U_n и угловыми координатами α_{n1}, α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$):

$$i_A(t) = \sum_{n=1}^N i_n(t). \quad (1)$$

Каждый из импульсов напряжения u_n удобно представить в виде суперпозиции двух ступеней напряжения, сдвинутых во времени друг относительно друга и имеющих противоположную полярность:

$$u_n(t) = (-1)^{n+1} U_n \left[1 \left(t - \frac{\alpha_{n1}}{\omega} \right) - 1 \left(t - \frac{\alpha_{n2}}{\omega} \right) \right], \quad (2)$$

где $1(t)$ – единичная функция; ω – круговая частота генерируемых колебаний.

С учетом (1), (2) ток в антенне РПДУ окончательно может быть представлен в виде

$$i_A(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \left[i_n \left(t - \frac{\alpha_{n1}}{\omega} \right) - i_n'' \left(t - \frac{\alpha_{n2}}{\omega} \right) \right], \quad (3)$$

где ток $i_n(t)$ обусловлен первым слагаемым, стоящим в прямоугольных скобках в (2) (т. е. фронтом импульса напряжения), а ток $i_n''(t)$ – соответственно вторым слагаемым в этом выражении, определяющим спад импульса напряжения $u_n(t)$.

Для вычисления токов $i_n(t)$ и $i_n''(t)$ ($n = 1, 2, \dots, N$) воспользуемся математическим аппаратом операционного исчисления [4]. Изображение преобразованного по Лапласу скачка напряжения положительной полярности амплитудой U_n , произошедшего в момент времени $t_{n1} = \alpha_{n1}/\omega$, имеет вид:

$$u_n^{(+)}(p) = \frac{U_n}{p} e^{-pt_{n1}}. \quad (4)$$

По аналогии с (4) запишем изображение преобразованного по Лапласу скачка напряжения отрицательной полярности

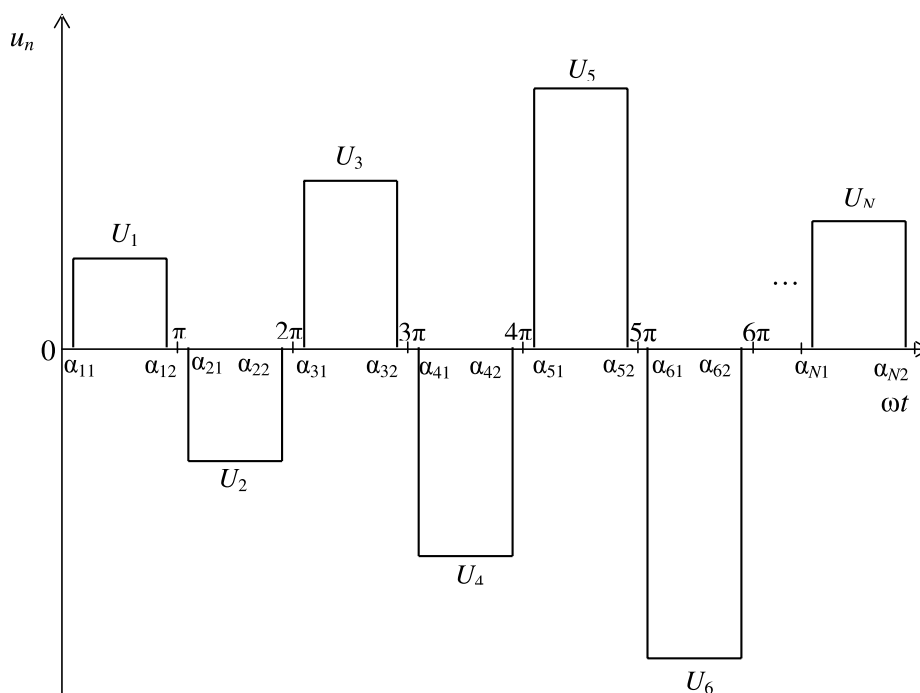


Рис. 1. Выходное напряжение усилителя мощности

амплитудой U_n , произошедшего в момент времени $t_{n2} = \alpha_{n2}/\omega$, имеющего вид:

$$u_n^{(-)}(p) = -\frac{U_n}{p} e^{-pt_{n2}}. \quad (5)$$

Суммируя слагаемые (4) и (5) для всех значений n ($n = 1, 2, \dots, N$), получим выражение в операторной форме для напряжения, действующего на входе антенной системы:

$$u(p) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \frac{U_n}{p} [e^{-pt_{n1}} - e^{-pt_{n2}}]. \quad (6)$$

Для определения изображения преобразованного по Лапласу тока антенны помимо напряжения $\tilde{u}(p)$ необходимо также записать в операторной форме сопротивление антенны. Полагая, что эквивалентная схема замещения антенны, включая согласующую цепь, может быть представлена в виде последовательного контура с элементами L , C и r , находим:

$$\begin{aligned} Z(p) &= pL + \frac{1}{pC} + r = \\ &= \frac{L}{p} \left[p + \frac{r}{2L} (1 + \sqrt{1 - 4Q^2}) \right] \times \\ &\times \left[p + \frac{r}{2L} (1 - \sqrt{1 - 4Q^2}) \right], \end{aligned} \quad (7)$$

где $Q = \frac{\sqrt{L/C}}{r}$ – добротность антенного контура.

С учетом (6) и (7) изображение тока, протекающего через антенну, может быть представлено в следующем виде:

$$\begin{aligned} i_A(p) &= \frac{u(p)}{Z(p)} = \\ &= \frac{\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \frac{U_n}{p} [e^{-pt_{n1}} - e^{-pt_{n2}}]}{\frac{L}{p} \left[p + \frac{r}{2L} (1 + \sqrt{1 - 4Q^2}) \right] \left[p + \frac{r}{2L} (1 - \sqrt{1 - 4Q^2}) \right]}. \end{aligned} \quad (8)$$

Из последнего выражения нетрудно найти оригинал тока в антенне:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_A(\omega t) &= 2 \frac{e^{-\frac{\omega t}{2Q}}}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \tilde{u}_n \times \\ &\times \left\{ e^{\frac{\omega t_{n1}}{2Q}} \sin \left[\frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \omega(t - t_{n1}) \right] - \right. \end{aligned} \quad (9)$$

$$\left. - e^{\frac{\omega t_{n2}}{2Q}} \sin \left[\frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \omega(t - t_{n2}) \right] \right\}.$$

Для удобства вычислений ток и напряжение в (9) представлены в нормированном виде:

$$\tilde{i}_A(\omega t) = \frac{i_A(\omega t)}{[i_A(\omega t)]_{\text{имп max}}}, \quad \tilde{u}_n = \frac{U_n}{[i_A(\omega t)]_{\text{имп max}} r},$$

где $[i_A(\omega t)]_{\text{имп max}}$ – максимальное значение тока в антенне РПДУ.

Полученные математические соотношения позволяют определить основные характеристики генерируемого в РПДУ сигнала и оценить степень отклонения этих характеристик от эталонных значений. В качестве примера рассмотрим особенности формирования радиосигналов с характеристиками, приведенными в [5, 6].

Регулирование характеристик огибающей радиосигнала

Для определения амплитуд полуволн тока антенны необходимо предварительно вычислить временные положения экстремумов на каждом полупериоде:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{i}_A(t)}{dt} &= \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \tilde{u}_n \times \\ &\times \left\{ -e^{\frac{\omega t_{n1}}{2Q}} \sin \left[\frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \omega(t - t_{n1}) \right] + \right. \\ &+ e^{\frac{\omega t_{n2}}{2Q}} \sin \left[\frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \omega(t - t_{n2}) \right] \left. \right\} + \\ &+ \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \tilde{u}_n \sqrt{4Q^2 - 1} \times \\ &\times \left\{ e^{\frac{\omega t_{n1}}{2Q}} \cos \left[\frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \omega(t - t_{n1}) \right] - \right. \\ &\left. - e^{\frac{\omega t_{n2}}{2Q}} \cos \left[\frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \omega(t - t_{n2}) \right] \right\} = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

Решением этого уравнения является набор точек

$$(x_{\max})_n = \frac{1}{b} \left[n\pi - \arctg \frac{\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \varepsilon_{n2}}{\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \varepsilon_{n1}} \right], \quad (11)$$

$$n = 1, 2, \dots, N,$$

где $\varepsilon_{n1} = -\mu_{n1} \cos b\alpha_{n1} + 2Qb\mu_{n1} \sin b\alpha_{n1} + \mu_{n2} \times \cos b\alpha_{n2} + 2Qb\mu_{n2} \sin b\alpha_{n2}$;

$\varepsilon_{n2} = 2Qb\mu_{n1} \cos b\alpha_{n1} + \mu_{n1} \sin b\alpha_{n1} - \mu_{n2} \sin b\alpha_{n2} - 2Qb\mu_{n2} \sin b\alpha_{n2}$;

$b = \frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q}$, $\mu_{n1} = \tilde{u}_n e^{\frac{\omega t_{n1}}{2Q}}$, $\mu_{n2} = \tilde{u}_n e^{\frac{\omega t_{n2}}{2Q}}$, $x = \omega t$.

Для того чтобы найти амплитуды полу- волн $(\tilde{i}_{A\max})_n$, ($n = 1, 2, \dots, N$) тока антен- ны, полученные значения набора времен- ных координат $(x_{\max})_n = (\omega t_{\max})_n$ необходимо подставить в (9).

В процессе исследования рассмотре- ны три возможных случая регулирования ширины ступеней напряжения, приклады- ваемого ко входу антенной системы: сим- метричное регулирование, когда сужение импульсов напряжения происходит одина- ково с обеих сторон, и два случая несимме- тричного регулирования. В первом из них варьируется положение фронта импульсов напряжения, а положение спада остается фиксированным. Во втором случае несим- метричного регулирования все происходит наоборот: положение фронта фиксирова- но, а временное положение спада варьиру- ется.

Анализируя в целом полученные резуль- таты, стоит отметить следующее. Регулиро- вание ширины ступеней напряжения, при- кладываемого ко входу антенной системы, позволяет достаточно точно подстраивать амплитуду полуволн тока генерируемых радиосигналов по отношению к эталонным значениям. При этом наименее эффектив- ным с точки зрения регулирования ампли- туд полуволн тока антенны оказался второй способ: несимметричное регулирование с варьированием положения фронта импуль- сов напряжения. Дело в том, что заметное сужение ширины импульсов напряжения неизбежно приведет к снижению мощности генерируемого радионавигационного сиг- нала. С учетом этого обстоятельства следует

отдать предпочтение либо симметричному регулированию ширины импульсов напря- жения, либо случаю несимметричного ре- гулирования с неизменным временным по- ложением фронтов импульсов напряжения. Окончательный выбор конкретного метода регулирования может быть сделан с учетом результатов исследования влияния угловых координат импульсов напряжения на харак- теристики высокочастотного заполнения радиоимпульсов, рассмотренных ниже.

Регулирование характеристик высокочастотного заполнения

Для определения моментов перехода тока антенны через ноль снова обратимся к соотношению (9). Приравняв его нулю и выполнив необходимые математические преобразования, с учетом введенных выше обозначений получим уравнение для оты- скания корней ωt_{Zn} ($n = 1, 2, \dots, N$):

$$\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} (\mu_{n1} \sin bx \cos b\alpha_{n1} - \mu_{n1} \cos bx \sin b\alpha_{n1} - \mu_{n2} \sin bx \cos b\alpha_{n2} + \mu_{n2} \cos bx \sin b\alpha_{n2}) = 0. \quad (12)$$

Воспользовавшись известными прави- лами преобразования тригонометрических выражений, окончательно придем к сле- дующему уравнению:

$$\sqrt{\left[\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \vartheta_{n1} \right]^2 + \left[\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \vartheta_{n2} \right]^2} \times \sin \left(bx + \arctg \frac{\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \vartheta_{n2}}{\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \vartheta_{n1}} \right) = 0, \quad (13)$$

где $\vartheta_{n1} = \mu_{n1} \cos b\alpha_{n1} - \mu_{n2} \cos b\alpha_{n2}$, $\vartheta_{n2} = \mu_{n2} \times \sin b\alpha_{n2} - \mu_{n1} \sin b\alpha_{n1}$.

Решением (13) является набор точек ωt_{Zn} ($n = 1, 2, \dots, N$), в которых ток антен- ны изменяет свою полярность:

$$x_{0n} = \omega t_{Zn} = \frac{1}{b} \left(n\pi - \arctg \frac{\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \vartheta_{n2}}{\sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \vartheta_{n1}} \right). \quad (14)$$

Семейство зависимостей, иллюстри-

$|n\pi - \omega t_{Zn}|_{\max}$, град

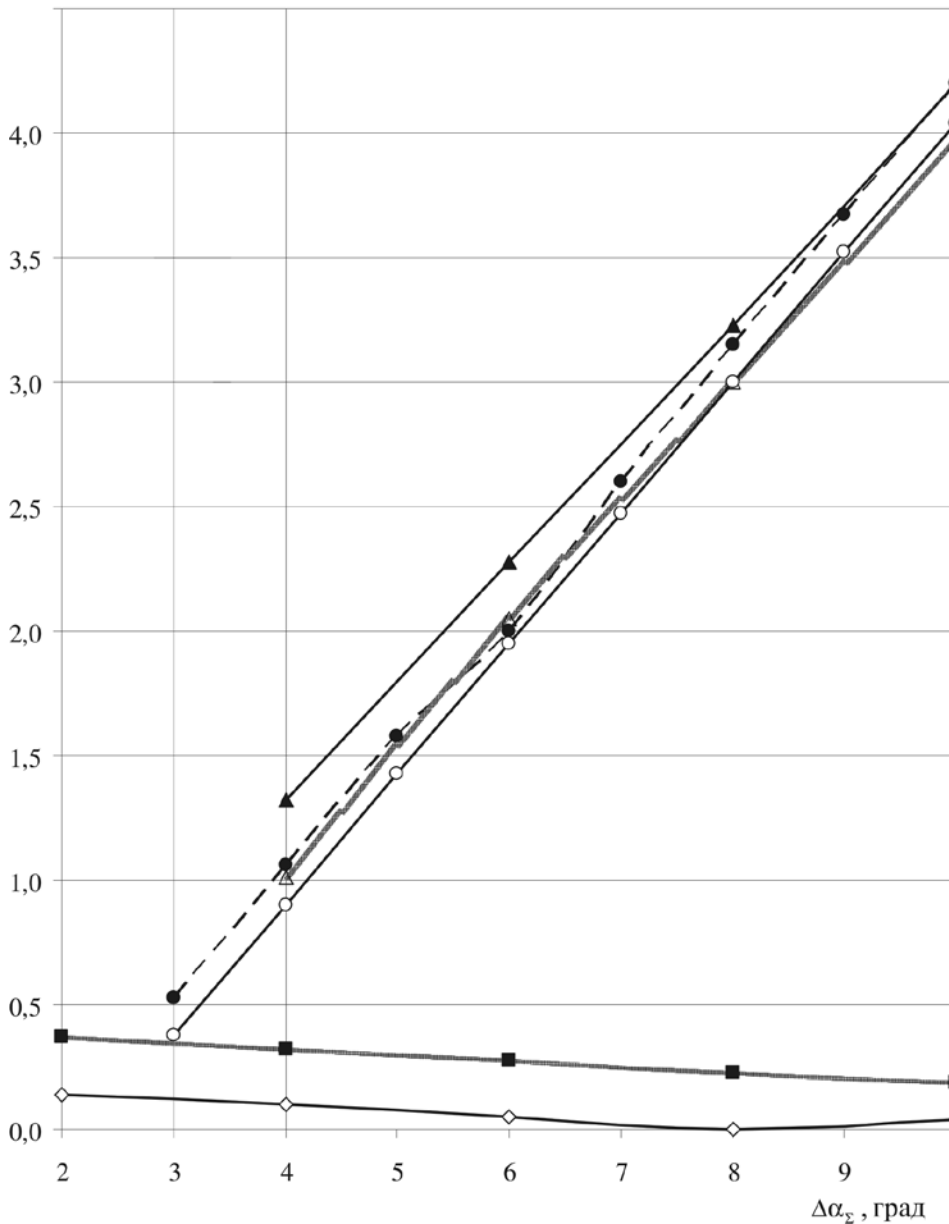


Рис. 2. Зависимость модуля максимального отклонения точек перехода через ноль в радиоимпульсе от величины суммарного сужения импульсов напряжения на выходе усилителя мощности РПДУ
 (—■—) 1; (---●---) 2; (---▲---) 3; (—◇—) 4; (---▴---) 5; (—○—) 6

рующее характерное поведение значений точек перехода тока антенны (9) через ноль и построенное с использованием (14), представлено на рис. 2. По вертикальной оси на этом графике отложены максимальные значения модуля $|n\pi - \omega t_{Zn}|_{\max}$ ($n = 1,$

$2, \dots, N$), реализуемые при заданном суммарном сужении импульсов напряжения $\Delta\alpha_\Sigma = [\alpha_{n1} - (n - 1)\pi] + (n\pi - \alpha_{n2})$.

На рис. 2 представлены следующие зависимости:

1 – максимальное отклонение точки перехода через ноль в генерируемом радиосигнале от номинального значения при симметричном¹ регулировании параметров α_{n1} и α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$);

2 – максимальное отклонение точки перехода через ноль в радиосигнале от номинального значения при несимметричном регулировании параметров α_{n1} и α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$), при этом регулируется положение переднего фронта импульса напряжения на выходе ключевого генератора ($\alpha_{n1} = \text{var}$), а положение заднего фронта фиксировано и удовлетворяет условию $(n\pi - \alpha_{n2}) = 1^\circ$, ($n = 1, 2, \dots, N$);

3 – максимальное отклонение точки перехода через ноль в навигационном сигнале от номинального значения при несимметричном регулировании параметров α_{n1} и α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$), при этом регулируется положение заднего фронта импульса напряжения на выходе ключевого генератора ($\alpha_{n2} = \text{var}$), а положение переднего фронта фиксировано и удовлетворяет условию $[\alpha_{n1} - (n - 1)\pi] = 1^\circ$, ($n = 1, 2, \dots, N$);

4 – максимальное отклонение фазы тока антенны в эталонной точке ($t = 30$ мкс) при симметричном регулировании параметров α_{n1} и α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$);

5 – максимальное отклонение фазы тока антенны в эталонной точке ($t = 30$ мкс) при несимметричном регулировании параметров α_{n1} и α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$), при этом регулируется положение переднего фронта импульса напряжения на выходе ключевого генератора ($\alpha_{n1} = \text{var}$), а положение заднего фронта фиксировано и удовлетворяет условию $(n\pi - \alpha_{n2}) = 1^\circ$, ($n = 1, 2, \dots, N$);

¹ Под симметричным регулированием понимается случай, когда сужение импульса напряжения в ключевом генераторе происходит одинаково с обеих сторон.

6 – максимальное отклонение фазы тока антенны в эталонной точке ($t = 30$ мкс) при несимметричном регулировании параметров α_{n1} и α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$), при этом регулируется положение заднего фронта импульса напряжения на выходе ключевого генератора ($\alpha_{n2} = \text{var}$), а положение переднего фронта фиксировано и удовлетворяет условию $[\alpha_{n1} - (n - 1)\pi] = 1^\circ$, ($n = 1, 2, \dots, N$).

Анализ зависимостей на рис. 2 позволяет установить ряд важных закономерностей. Во-первых, и модуль максимального значения фазового сдвига точки перехода тока антенны через ноль в радиосигнале, и модуль максимального отклонения фазы тока антенны в эталонной точке ($t = 30$ мкс) принимают минимальные значения при симметричном регулировании параметров α_{n1} и α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$). В частности, при симметричной форме импульсов напряжения (см. рис. 1) максимальное отклонение фазы тока антенны в эталонной точке ($t = 30$ мкс) не превышает $0,14^\circ$. Во-вторых, регулирование угловых координат α_{n1} и α_{n2} ($n = 1, 2, \dots, N$) импульсов напряжения, формируемых в усилителе мощности РПДУ, позволяет осуществить подстройку значений амплитуд полуволн тока антенны без сколь-либо значительного изменения положения точек перехода через ноль тока антенны.

Полученные в настоящей работе математические соотношения, описывающие поведение тока в антенне РПДУ, а также результаты сравнительного анализа различных способов регулирования характеристик огибающей и фазы высокочастотного заполнения генерируемых радиосигналов позволяют осуществить рациональный выбор параметров ступеней выходного напряжения ключевого усилителя мощности РПДУ исходя из допустимой погрешности относительно эталонных значений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. 25 kW–2,000 kW Digital /Analog Medium Wave Transmitters [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.nautel.com>
2. DX AM Transmitter Family: 10, 15 and 200-2000 kW Solid State AM Transmitters [Элек-

тронный ресурс] / Режим доступа <http://harris-broadcast.com>

3. Сороцкий, В.А. Методы формирования сигналов в радиопередающих устройствах перспективных навигационных систем [Текст]

/ В.А. Сороцкий, В.М. Царев // Научно-технические ведомости СПбГПУ, Информатика. Телекоммуникации. Управление. –СПб.: Изд-во Политехнического ун-та, 2013. –№ 1 (164). – С. 25–32.

4. Деч, Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и

Z-преобразования [Текст] / Г. Деч; Пер. с нем. –М.: Наука, Главная редакция Физматлит, 1971. – 288 с.

5. ГОСТ Р 53168-2008. Система радионавигации «Чайка». Сигналы передающих станций. Технические требования. –М.: Стандартинформ, 2009. – 21 с.

REFERENCES

1. 25 kW–2,000 kW Digital/Analog Medium Wave Transmitters Available <http://www.nautel.com>

2. DX AM Transmitter Family: 10, 15 and 200-2000 kW Solid State AM Transmitters. Available <http://harrisbroadcast.com>

3. Sorotskii V.A., Tsarev V.M. Metody formirovaniia signalov v radioperedaiushchikh ustroistvakh perspektivnykh navigatsionnykh sistem [Methods of generation signals in transmitters of perspective navigation systems] / Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie [St. Petersburg State

Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems]. –St. Petersburg: Izd-vo Politekhnikheskogo un-ta, 2013. –№ 1 (164). –S. 25–32. (rus)

4. Dech G. Rukovodstvo k prakticheskomu primeneniiu preobrazovaniia Laplasa i Z-preobrazovaniia; Per. s nem. – Moscow: Nauka, Glavnaia redaktsiia Fizmatlit, 1971. – 288 s. (rus)

5. GOST R 53168-2008. Sistema radionavigatsii «Chaika». Signaly peredaiushchikh stantsii. Tekhnicheskie trebovaniia. – Moscow: Standartinform, 2009. – 21 s. (rus)

СОРОЦКИЙ Владимир Александрович – *заведующий кафедрой радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, профессор, доктор технических наук.*

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

E-mail: sorotsky@mail.spbstu.ru

SOROTSKY, Vladimir A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikheskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.

E-mail: sorotsky@mail.spbstu.ru

АЛЕКСЕЕВ Михаил Александрович – *студент кафедры радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.*

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

ALEKSEEV, Mikhail A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikheskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.