

Оценка фазочастотных характеристик выходных цепей устройств Е-класса

А.В. Баранов

АО «НПП «Салют»
603950, Россия, г. Нижний Новгород,
ул. Ларина, 7

Аннотация – На основе унитарности [S]-матрицы выходной цепи устройства Е-класса дана оценка фаз коэффициентов передачи цепи на любой гармонике основной частоты. Выведены формулы для приближительных фазочастотных характеристик модели устройства Е-класса с ключом, который работает в двух состояниях, соответствующих либо нулевому, либо бесконечному активным сопротивлениям. На примере представленных фазочастотных характеристик макета усилителя мощности Е-класса подтверждена справедливость полученных формул. С учетом сделанных из формул выводов сформулированы рекомендации для внесения дополнений в известные методики проектирования устройств Е-класса. Данные методики можно дополнить введением настройки параметров элементов выходных цепей, для которых в наибольшей степени соблюдаются установленные оценочные значения фаз коэффициентов передачи выходной цепи на гармониках при максимально возможном их числе.

Ключевые слова – устройства Е-класса; выходная цепь; фазочастотная характеристика.

Введение

Публикации прошлых лет [1; 2], а также литературные источники последних лет [3–8] свидетельствуют о наличии постоянного интереса к усилителям и автогенераторам, работающим в режимах Е-класса на частотах с заходом в СВЧ-диапазон. Для таких усилителей и автогенераторов предложены модели, рассчитаны величины элементов их входных и выходных цепей, при которых электронный КПД устройств стремится к максимально возможной величине. Вместе с тем оценка фазочастотных характеристик выходных цепей устройств Е-класса в литературе отсутствует. Цель данной статьи – выполнить такую оценку и на ее основе дать рекомендации по коррекции известных методик проектирования выходных цепей устройств Е-класса.

Ход исследования

Рассмотрим на рис. 1 типовую модель устройства Е-класса. Транзисторный элемент с источником питания представим в виде ключа с внутренним активным сопротивлением r_k , величина которого меняется скачком от нуля до бесконечности. Характерной для реальных СВЧ-транзисторов емкостью ключа в данной модели пренебрежем. Выходная цепь является реактивной и обычно содержит соединенные последовательно формирующий qf_1 и фильтрующий f_1 контуры. С ее помощью на выходе ключевого активного элемента

формируются необходимые для работы класса Е импедансы нагрузок $Z_k(f_k)$ на основной частоте f_1 и ее гармониках f_k . Формирующий контур, который в q -раз расстроен относительно частоты возбуждения, в этом процессе играет главную роль. Благодаря этому контуру в моменты включения (выключения) транзисторного ключа реализуются условия равенства нулю либо тока, протекающего через ключ, и его производной, либо напряжения на ключе и его производной. Другими словами, реализуется режим «переключения при нулевом напряжении или при нулевом токе» [1]. В результате устраняются коммутационные потери в моменты либо включения транзистора, либо его выключения соответственно. Нагрузкой выходной цепи является специально рассчитанное для работы в классе Е сопротивление R_E , которое принципиально отличается от сопротивлений стандартных трактов. Типовое устройство Е-класса может также содержать (а может и не содержать) цепь согласования этого сопротивления R_E со стандартной 50-омной нагрузкой.

Если обратимый (взаимный) реактивный четырехполюсник, каким является выходная цепь на рис. 1, описать унитарной [S]-матрицей, то для него при $S_{12} = S_{21}$ и $\Phi_{12} = \Phi_{21}$ выполняется выражение [9]:

$$\Phi_{11} + \Phi_{22} = 2\Phi_{12} \pm \pi, \quad (1)$$

где Φ_{11} , Φ_{22} , Φ_{12} , Φ_{21} – аргументы соответствующих элементов [S]-матрицы.

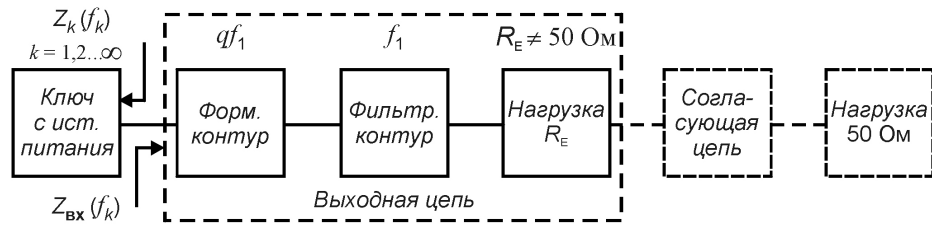


Рис. 1. Типовая модель устройства E-класса
 Fig. 1. Typical model of an E class device

В терминах [S]-матрицы входной коэффициент отражения $\Gamma_{вх}$ четырехполюсника определяется через коэффициент отражения $\Gamma_{н}$ от его нагрузки R_E так:

$$\Gamma_{вх} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{н}}{1 - S_{22}\Gamma_{н}}. \quad (2)$$

Тот же входной коэффициент отражения $\Gamma_{вх}$ можно определить через входной импеданс четырехполюсника $Z_{вх}(f_k)$ и сопротивление r_k другому [10]:

$$\Gamma_{вх} = \frac{Z_{вх}(f_k) - r_k}{Z_{вх}(f_k) + r_k}. \quad (3)$$

В режиме полного согласования выходной нагрузки R_E , когда в выражении (2) $\Gamma_{н} = 0$, уравнение (3) при $Z_{вх}(f_k) = Z_k^*(f_k)$ запишем следующим образом:

$$S_{11} = \frac{Z_k^*(f_k) - r_k}{Z_k^*(f_k) + r_k}, \quad (4)$$

где * – знак комплексного сопряжения.

Учитывая выражение (4), а также то, что $\varphi_{22} = 0$, так как в рассматриваемой на рис. 1 модели R_E является чисто активной величиной, перепишем уравнение (1) в новом виде:

$$\begin{aligned} 2\varphi_{12}(f_k) &= \arctg \frac{\text{Im}S_{12}}{\text{Re}S_{12}} \mp \pi = \\ &= \arctg \left(\text{Im} \left(\frac{Z_k^*(f_k) - r_k}{Z_k^*(f_k) + r_k} \right) / \text{Re} \left(\frac{Z_k^*(f_k) - r_k}{Z_k^*(f_k) + r_k} \right) \right) \mp \pi. \end{aligned} \quad (5)$$

Уравнение (5), которое получено на основе условия унитарности [S]-матрицы выходной цепи устройства класса E на рис. 1, представляет собой аргумент коэффициента передачи S_{12} выходной цепи (или ее фазочастотные характеристики на любой k -й гармонике) в виде функции импеданса нагрузки ключа $Z_k(f_k)$ на основной частоте и ее гармониках, а также как зависимость от существенно нелинейного активного сопротивления r_k ключа, работающего принципиально в двух состояниях,

соответствующих либо нулевому, либо бесконечному сопротивлению.

Импедансы нагрузок ключа $Z_k(f_k)$ для четырех известных усилителей мощности класса E и дуальных им устройств сведены в таблицы, которые опубликованы в монографиях [5; 6]. Для одной выбранной среди таких усилителей пары рассмотрим в качестве примера их характеристики $Z_{ки}(f_k)$ и $Z_k(f_k)$, представленные в таблице. В отличие от дуального устройства в исходном усилителе эти импедансы снабжены в таблице дополнительным индексом «и». Для обоих типов устройств в таблице приведены также их электронные КПД, которые рассчитаны в работах [5; 6] при различных числах k используемых гармоник. Очевидно, что в усилителях мощности E-класса 100%-ный электронный КПД имеет место, если в их работе принимает участие максимальное число гармоник $k \rightarrow \infty$. Используя табличные данные в выражении (5) для каждого из условий $r_k = 0$ и $r_k = \infty$, одновременно оценим поведение фазочастотных характеристик выбранных устройств E-класса.

Для рассматриваемой пары усилителей E-класса нетрудно установить, что при любых значениях $Z_k(f_k)$ (или $Z_{ки}(f_k)$) в таблице и работе всех их ключей в двух состояниях, когда $r_k = 0$ и $r_k = \infty$, справедливо приближенное равенство

$$\varphi_{12}(f_k) \approx 0 \pm \pi. \quad (6)$$

Более того, можно показать также, что уравнение (6) выполняется и для других отмеченных в [5; 6] дуальных пар усилителей мощности E-класса. При помощи равенства (6) дается оценка величины фазы коэффициента передачи на любой гармонике основной частоты для показанной на рис. 1 модели устройства, работающего в режиме E-класса. Очевидно, если в этой модели учесть для реальных транзисторов избыточную величину их выходной емкости, которая превышает расчетное для E-класса значение, то в уравнении (6) фазовые длины φ_{12} на гармониках могут отличаться от нуля или от величин $\pm\pi$. Необходимость выполнения условия (6) является основанием для коррек-

Таблица. Электронные КПД и нагрузочные импедансы ключей дуальной пары усилителей мощности Е-класса
Table. Electronic efficiency and load impedances of switches of a dual pair of class E power amplifiers

Номер гармоники	Нормированные импедансы нагрузок ключа в исходном усилителе класса Е	Нормированные импедансы нагрузок ключа в дуальном усилителе класса Е	Электронные КПД дуальной пары усилителей класса Е
k	Z_{ki} при $R_{Eи} = 1$	Z_k при $R_E = 1$	КПД, %
1	$1,527 + j1,106$	$0,429 - j0,311$	7,9
2	$-j2,723$	$j0,367$	66,6
3	$-j1,816$	$j0,551$	75,6
4	$-j1,361$	$j0,735$	83,8
5	$-j1,089$	$j0,918$	86,3
6	$-j0,908$	$j1,102$	89,5
7	$-j0,778$	$j1,285$	90,6
8	$-j0,681$	$j1,469$	92,4
9	$-j0,605$	$j1,652$	92,9
10	$-j0,545$	$j1,836$	94
$k \rightarrow \infty$	$X_{ki} = \frac{\pi(\pi^2 + 4)R_{Eи}}{-8k}$	$X_k = \frac{8kR_E}{\pi(\pi^2 + 4)}$	100

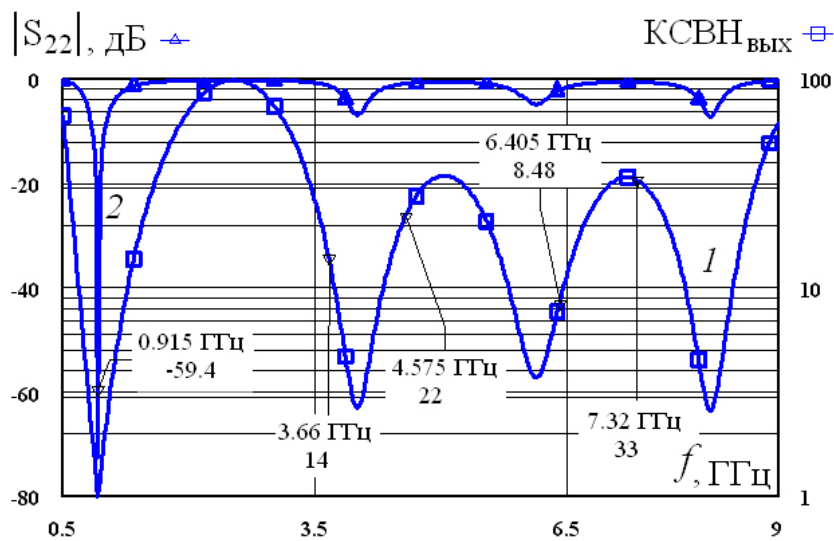


Рис. 2. Зависимости $VSWR_{out}$ (кривая 1) и модуля коэффициента отражения на выходе $|S_{22}|$ (кривая 2) от частоты
Fig. 2. Dependences of $VSWR_{out}$ (curve 1) and module of reflection coefficient at the output $|S_{22}|$ (curve 2) on frequency

ции известных методик проектирования выходных цепей устройств Е-класса [5; 11]. Например, в усилителях мощности Е-класса кроме реализации табличных значений нагрузок ключей на основной частоте и ее (в идеале – всех) гармониках эти методики необходимо дополнить введением более «тонкой настройки» разрабатываемых выходных цепей. Данная настройка заключается в выборе параметров элементов выходных цепей, где в наибольшей степени соблюдается равенство (6) при использовании максимально возможного числа гармоник k .

Для подтверждения сделанных на основе равенства (6) выводов используем экспериментальные результаты, которые получены в работе [5] для исходного усилителя мощности Е-класса с такими же, как в таблице, импедансами нагрузок ключей. Рассмотрим тот же макет усилителя мощности, который разработан на транзисторе FLL120МК с минимальной выходной емкостью 6,5 пФ. Используя рекомендации книги [12], получим для рассматриваемого усилителя Е-класса его частотные зависимости выходных $VSWR_{out}$ и модуля коэффициента отражения $|S_{22}|$. Одновременно с

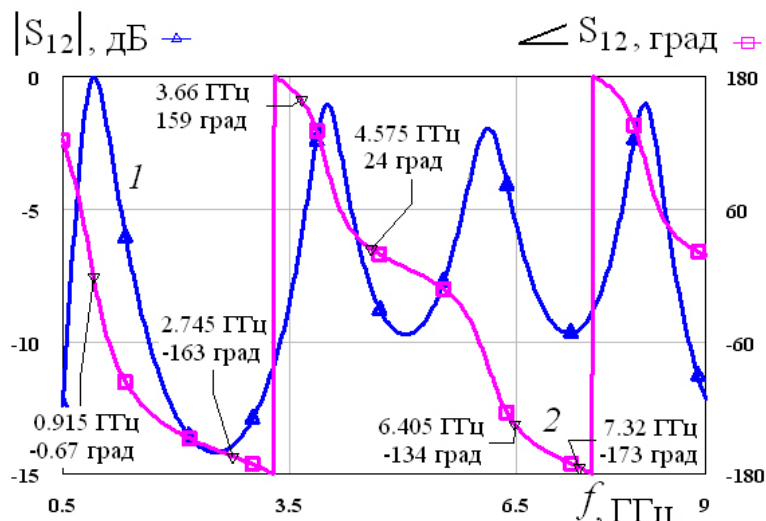


Рис. 3. Амплитудно-частотная $|S_{12}|$ (кривая 1) и фазочастотная $\angle S_{12}$ (кривая 2) характеристики выходной цепи
 Fig. 3. Amplitude-frequency $|S_{12}|$ (curve 1) and phase-frequency $\angle S_{12}$ (curve 2) characteristics of the output circuit

этим проведем оптимизацию фаз коэффициентов передачи выходной цепи усилителя на гармониках. Регулируя параметры элементов выходных цепей данного усилителя, эти фазы в соответствии с уравнением (6) оптимизируются на каждой из гармоник при максимально возможном числе k . В результате для такого усилителя одновременно получены на рис. 2 зависимости КСВН_{вых}(f) (кривая 1) и $|S_{22}|(f)$ (кривая 2), а также на рис. 3 – амплитудно-частотная $|S_{12}|(f)$ (кривая 1) и фазочастотная $\varphi_{12}(f) = \arg S_{12}(f)$ (кривая 2) характеристики.

Из приведенных на рис. 2 графиков видно, что на рабочей частоте 915 МГц имеет место практически идеальное согласование импеданса $Z_1^*(f_1)$ с трактом на выходе 50 Ом, так как $|S_{22}| = -59,4$ дБ. Более того, до восьмой гармоники включительно КСВН_{вых} > 8,5. При выбранных в усилителе структуре и параметрах элементов выходной цепи такие высокие значения КСВН_{вых} свидетельствуют о режимах «холостого хода», которые реализуются на его гармониках. Кроме того, частотные зависимости на рис. 2 практически совпадают с аналогичными зависимостями, которые получены в работах [5; 11].

Приведенная на рис. 3 амплитудно-частотная характеристика усилителя подтверждает его идеальное согласование на основной частоте. Вместе с тем из анализа фазочастотной характеристики выходной цепи усилителя следует, что значения фаз на тех же, что и на рис. 2, частотах гармоник близки к нулевым величинам или значениям $\pm\pi$. Это подтверждает теоретические выводы, кото-

рые сделаны на основе полученных выше уравнений (5) и (6). Однако некоторые отклонения (особенно на частотах высших гармоник) фаз $\varphi_{12}(f_k)$ от теоретически установленных пределов связаны, очевидно, с тем, что избыточные величины выходной емкости выбранного СВЧ-транзистора проявляются в большей степени именно с ростом k .

Заключение

Таким образом, для устройства Е-класса на основе унитарности $[S]$ -матрицы его выходной цепи дана оценка аргументов ее коэффициентов передачи на любой гармонике основной частоты. Получены формулы (5) и (6) для приблизительных фазочастотных характеристик модели устройства Е-класса с ключом, который работает в двух состояниях, соответствующих его нулевому и бесконечному активным сопротивлениям. На примере представленных фазочастотных характеристик разработанного в [5; 11] макета усилителя мощности Е-класса подтверждена справедливость приблизительного равенства (6). С учетом следующих из выражений (5) и (6) выводов сформулированы рекомендации для внесения дополнений в известные методики проектирования устройств Е-класса [5; 6; 11]. Данные методики можно дополнить введением настройки параметров элементов выходных цепей, для которых в наибольшей степени соблюдается равенство (6) при использовании максимально возможного числа гармоник k .

Список литературы

1. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме / В.Б. Козырев [и др.]; под ред. И.А. Попова. М.: Радио и связь, 1985. 192 с.
2. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств / А.Д. Артым [и др.]; под ред. А.Д. Артыма. М.: Радио и связь, 1987. 176 с.
3. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448 с.
4. Grebennikov A.V., Sokal N.O. *Switchmode RF Power Amplifiers*. Burlington: Newnes, Elsevier, 2007. 424 p.
5. Баранов А.В., Моругин С.Л. Транзисторные усилители-ограничители мощности гармонических СВЧ-колебаний. М.: Горячая линия – Телеком, 2019. 332 с.
6. Баранов А.В., Кревский М.А. Транзисторные автогенераторы гармонических СВЧ-колебаний. М.: Горячая линия – Телеком, 2021. 276 с.
7. Крыжановский В.Г., Принцовский В.А. Автогенератор класса Е СВЧ-диапазона // Изв. высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2006. Т. 49, № 11. С. 43–51.
8. Вильмицкий Д.С., Девятков Г.Н. Математическая модель идеального устройства класса Е // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 3. С. 16–25.
9. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. М.: Связь, 1965. 352 с.
10. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. М.: Связь, 1971. Т. 1. 440 с.
11. Баранов А.В. Проектирование СВЧ-усилителей большой мощности в классе «Е» // Радиотехника. 2006. № 12. С. 65–70.
12. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office / под ред. В.Д. Разевига. М.: Солон-Пресс, 2003. 496 с.

References

1. Kozыrev V.B. et al. *Transistor Generators of Harmonic Oscillations in Key Mode*. Ed. by I.A. Popov. Moscow: Radio i svyaz', 1985, 192 p. (In Russ.)
2. Artym A.D. et al. *Improving the Efficiency of High-Power Radio Transmitting Devices*. Ed. by A.D. Artym. Moscow: Radio i svyaz', 1987, 176 p. (In Russ.)
3. Kryzhanovskiy V.G. *High Efficiency Transistor Amplifiers*. Donetsk: Apeks, 2004, 448 p. (In Russ.)
4. Grebennikov A.V., Sokal N.O. *Switchmode RF Power Amplifiers*. Burlington: Newnes, Elsevier, 2007, 424 p.
5. Baranov A.V., Morugin S.L. *Transistor Amplifiers-Power Limiters of Harmonic Microwave Oscillations*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2019, 332 p. (In Russ.)
6. Baranov A.V., Krevskiy M.A. *Transistor Self-Oscillators of Harmonic Microwave Oscillations*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2021, 276 p. (In Russ.)
7. Kryzhanovskiy V.G., Printsovskiy V.A. Class E microwave oscillator. *Izv. vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radioelektronika*, 2006, vol. 49, no. 11, pp. 43–51. (In Russ.)
8. Vil'mitskiy D.S., Devyatkov G.N. Mathematical model of an ideal class E device. *Izv. vuzov Rossii. Radioelektronika*, 2010, no. 3, pp. 16–25. (In Russ.)
9. Fel'dshteyn A.L., Yavich L.R. *Synthesis of Quadripoles and Eight-Poles at Microwave*. Moscow: Svyaz', 1965, 352 p. (In Russ.)
10. Matthaei D.L., Young L., Jones E.M.T. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Ed. by L.V. Alekseev, F.V. Kushnir. Moscow: Svyaz', 1971, 440 p. (In Russ.)
11. Baranov A.V. Designing high-power microwave amplifiers in class «E». *Radiotekhnika*, 2006, no. 12, pp. 65–70. (In Russ.)
12. Razevig V.D., Potapov Yu.V., Kurushin A.A. *Designing Microwave Devices with Microwave Office*. Ed. by V.D. Razevig. Moscow: Solon-Press, 2003, 496 p. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 4, pp. 46–51

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.4.46-51

Received 29 April 2022
 Accepted 30 May 2022

Phase frequency characteristics evaluation for E-class devices output circuits

Alexander V. Baranov

JSC «RPE “Salute”»
 7, Larin Street,
 Nizhny Novgorod, 603950, Russia

Abstract – Based on the unitarity of the E-class device circuit [S]-matrix, the phase frequency characteristics are estimated for the output circuit at any harmonic of the fundamental frequency. Formulas are derived for approximate phase frequency characteristics of an E-class device model with a switch that operates in two states corresponding to either zero or infinite active resistances. Using the example of the presented phase-frequency characteristics of the E-class power amplifier layout, the validity of the formulas obtained is confirmed. Taking into account the conclusions drawn from the formulas, recommendations are formulated for making additions to the well-known methods of designing E-class devices. These techniques can be supplemented by the introduction of parameter settings of the elements of the output circuits, for which the established estimated values of the phase frequency characteristics of the output circuit on harmonics are most respected with the maximum possible number of them.

Keywords – E-class devices; output circuit; phase frequency characteristics.

Информация об авторе

Баранов Александр Владимирович, 1961 г. р., радиофизик, доктор технических наук, ведущий научный сотрудник АО «НПП «Салют», г. Нижний Новгород, Россия. Автор и соавтор 86 научных работ, в том числе трех книг и 14 патентов РФ на изобретения.

Область научных интересов: разработка в СВЧ-диапазоне усилителей мощности, усилителей-ограничителей, автогенераторов, а также сопутствующих им пассивных цепей.

E-mail: baranov.micros@yandex.ru

Information about the Author

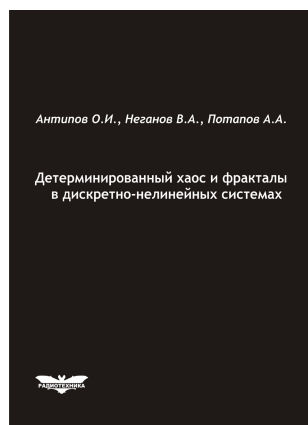
Alexander V. Baranov, was born in 1961, radiophysicist, Doctor of Technical Sciences, leading researcher at JSC «RPE “Salute”», Nizhny Novgorod, Russia. Author and co-author of 86 scientific papers, including three books and 14 RF patents for inventions.

Research interests: development of power amplifiers, limiting amplifiers, self-oscillators, as well as their accompanying passive circuits in the microwave range.

E-mail: baranov.micros@yandex.ru

Антипов, О.И.

Детерминированный хаос и фракталы в дискретно-нелинейных системах / О.И. Антипов, В.А. Неганов, А.А. Потапов. – М.: Радиотехника, 2009. – 235 с., ил.



ISBN 978-5-88070-237-4

УДК 530.1:621.372+621.396
ББК 32.96

В монографии рассмотрены явления детерминированного хаоса и фрактальности в дискретно-нелинейных системах на примере устройств импульсной силовой электроники, приведены некоторые основные определения современной нелинейной динамики и некоторые математические методы целочисленных и дробных мер.

Представленные явления стохастической работы могут наблюдаться в широком классе систем с переменной структурой, действие которых может быть описано системами дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, скачкообразно меняющими свои значения с течением времени в зависимости от состояния системы. Объектами исследования явились импульсные стабилизаторы напряжения различных типов и структур. Научной новизной является применение как фрактальных, так и мультифрактальных мер детерминированного хаоса к анализу стохастической работы импульсных стабилизаторов.

Для специалистов, интересующихся проблемами детерминированного хаоса, численным моделированием дискретно-нелинейных систем.