

Физика волновых процессов и радиотехнические системы

УДК 621.316.722.2

Влияние учета активных потерь на детерминированный хаос в импульсном стабилизаторе напряжения инвертирующего типа

О.И. Антипов, В.А. Неганов

В данной статье рассматриваются вопросы, связанные с учетом активных потерь в реактивных и полупроводниковых элементах импульсного стабилизатора напряжения инвертирующего типа при построении бифуркационных диаграмм в хаотическом режиме работы. В работе показано, что учет активных потерь при построении математической модели позволяет более точно определить границу устойчивости с точки зрения возникновения детерминированного хаоса.

Введение

Как в зарубежных, так и в большинстве отечественных источниках литературы уравнения состояния для импульсного стабилизатора напряжения (ИСН) инвертирующего типа (ИСН-3) приведены без учета активных потерь на реактивных элементах силовой части. Есть разрозненные работы, где отдельно учитываются активные потери либо на дросселе, либо на конденсаторе. Авторы не встретили ни одной как отечественной, так и зарубежной работы, где бы учитывались эти потери вместе. Кроме того, не следует забывать, что современная элементная база, хотя и достаточно продвинулась за последнее время, все еще далека от идеальной. Именно поэтому авторы считают, что учет активных потерь в полупроводниковых элементах силовой части импульсных стабилизаторов может зачастую играть не менее важную роль при синтезе различного рода, чем учет активных сопротивлений реактивных элементов. Тем более, что потери эти на качественном уровне влияют на работу схемы точно также, и зачастую сопоставимы на количественном уровне с активными потерями на реактивных элементах. И, наконец, самым главным является учет активного сопротивления датчика тока. За последнее десятилетие ИСН с обратной связью по максимальному току дросселя в качестве доминирующей на ОС по выходному напряжению устойчиво захватили как зарубежный, так и отечественный рынок

контроллеров питания. Во многих контроллерах данного типа стоит внутренний опорный источник для сигнала с тока дросселя напряжением в 1В. Это значит, что при входных значениях тока в десятки Ампер сопротивление датчика тока может составлять от десятых долей до нескольких единиц Ом. Конечно, это при условии, что в качестве датчика тока не будет использован специальный трансформатор тока. Однако использование такого датчика как усложнит производство, так и повысит стоимость самого стабилизатора. Кроме того, стабильность работы стабилизатора ухудшится из-за возникновения импульсных помех в обмотках датчика тока выполненного по принципу трансформации. Именно поэтому авторы предлагают учитывать сопротивление датчика тока, которое на 1-3 порядка может превосходить активное сопротивление дросселя.

В настоящее время не существует единого мнения относительно уравнений состояния для импульсных стабилизаторов инвертирующего типа. Чаще всего, не совпадают знаки элементов матриц коэффициентов уравнений состояния. На наш взгляд, это в первую очередь связано с тем, что разными авторами по-разному выбираются знаки выходного напряжения и направления тока в реактивных элементах схемы. В данной работе мы будем придерживаться наиболее распространенного в научном мире на данный момент мнения, что поскольку стабилизатор является инвертирующим, то напряжение на выходе должно быть отрицательным. Для устранения всех неясностей в данном

О.И. Антипов, В.А. Неганов

г. Самара, Поволжская государственная академия телекоммуникаций и информатики

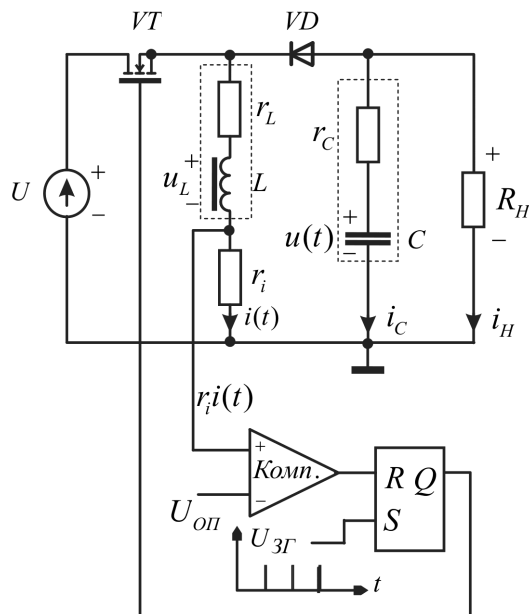


Рис. 1.

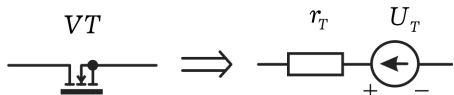


Рис. 2а

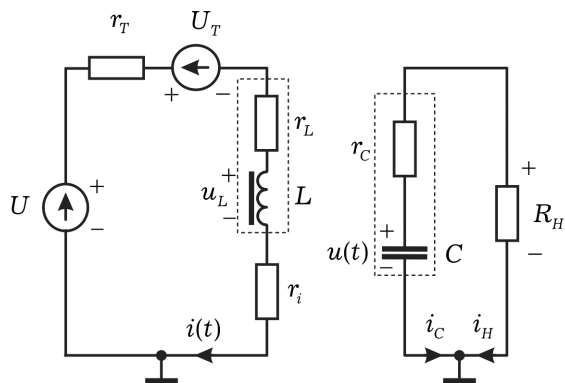


Рис. 2б

вопросе ниже будут приведены исходные уравнения, из которых были получены уравнения состояния.

1. Вывод уравнений состояния импульсного стабилизатора напряжения инвертирующего типа с учетом активных потерь

На рис. 1 приведена функциональная схема ИСН-3 в режиме управления по максимальному току дросселя с учетом активных потерь реактивных элементов. Здесь r_L - активное сопротивление дросселя, r_C - активное сопротивление конденсатора, r_i - активное сопротивление датчика тока, $r_i i(t)$ - сигнал, поступающий с датчика тока на компаратор (Комп.) для сравнения с напря-

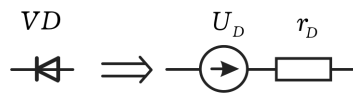


Рис. 3а

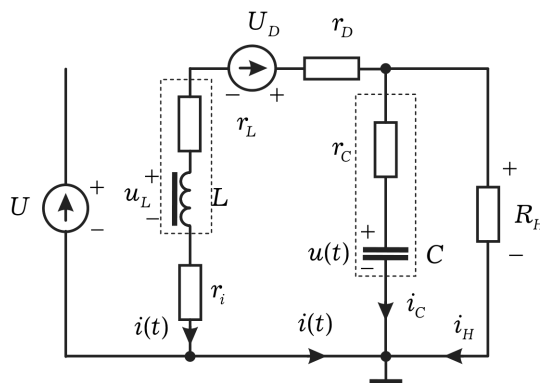


Рис. 3б

жением опорного источника $U_{оп}$. При достижении этим сигналом уровня опорного источника поступает импульс на R-вход RS-триггера. В начале каждого периода работы силового ключа VT на S-вход RS-триггера поступает сбрасывающий сигнал от тактового генератора с частотой f . Выход Q RS-триггера управляет затвором силового ключа VT периодически переводя схему ИСН из одного состояния в другое.

Во всех зарубежных работах посвященных обратной связи по максимальному току дросселя показано, что на компараторе (Комп.) происходит сравнение тока дросселя $i(t)$ с источником опорного тока $I_{оп}$ (I_{ref}). Однако на самом деле происходит сравнение напряжения датчика тока с источником опорного напряжения $U_{оп}$. Кроме того, в большинстве современных контроллеров, этот источник встроен в сам контроллер и его напряжение, как уже говорилось ранее, составляет 1В. Это является логичным и оправданным, поскольку уже достаточно давно доказано [2], что при меньшем уровне этого напряжения устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения резко падает из-за помех возникающих при коммутации силового ключа. Поэтому в данной работе считается, что момент переключения силового ключа наступает при достижении сигналом датчика тока $r_i i(t)$ величины внутреннего опорного источника контроллера $U_{оп} = 1 \text{ В}$.

Эквивалентная схема силовой части ИСН-3 с учетом потерь на силовом транзисторе (рис. 2а) при открытом ключе изображена на рис. 2б. Силовой ключ VT имеет как постоянные потери по напряжению U_T , так и зависящие от тока условно-линейные активные потери r_T . Уравнение для

напряжений для этой схемы согласно законам Кирхгофа будет иметь следующий вид:

$$U - U_T = L \frac{di_1(t)}{dt} + (r_T + r_i + r_L) i_1(t).$$

Отсюда

$$\frac{di_1(t)}{dt} = -\frac{r_T + r_i + r_L}{L} i_1(t) + \frac{1}{L} (U - U_T). \quad (1)$$

Уравнение для токов по Кирхгофу с учетом знаков будет иметь следующий вид:

$$C \frac{du_1(t)}{dt} + i_H = 0.$$

Здесь

$$i_H = \frac{u_1(t) + r_C i_C}{R_H},$$

где

$$i_C = C \frac{du_1(t)}{dt}.$$

При подстановке получаем:

$$\frac{du_1(t)}{dt} = -\frac{1}{(R_H + r_C)C} u_1(t). \quad (2)$$

Объединив (1) и (2) в систему дифференциальных уравнений, получим уравнения состояния для ИСН-3 при замкнутом ключе. В матричном виде система выглядит следующим образом

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_1 = A^1 \mathbf{x}_1 + b^1, \quad (3)$$

где

$$\mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ u_1(t) \end{bmatrix}, \quad b^1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (U - U_T) \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A^1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_T + r_i + r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_H + r_C)C} \end{bmatrix}.$$

Эквивалентная схема силовой части ИСН-3 с учетом потерь на силовом диоде (рис. 3а) при закрытом силовом ключе изображена на рис. 3б. Здесь, как и в схеме при открытом ключе, силовой диод VD имеет как постоянные потери по напряжению U_D , так и зависящие от тока дросселя условно-линейные активные потери r_D :

$$-U_D = L \frac{di_0}{dt} + (r_D + r_i + r_L) i_0(t) - R_H i_H.$$

Подставим в это уравнение i_H выраженное из уравнения $i_C + i_H + i_0(t) = 0$. Получим

$$-U_D = L \frac{di_0}{dt} + (r_D + r_i + r_L) i_0(t) + R_H i_C + R_H i_0(t). \quad (4)$$

Ток конденсатора получим из уравнения для смежного контура

$$-U_D = L \frac{di_0}{dt} + (r_D + r_i + r_L) i_0(t) - u_0(t) - r_C i_C. \quad (5)$$

Выражение для i_C , полученное из (5)

$$i_C = \frac{1}{r_C} \left\{ L \frac{di_0}{dt} + (r_D + r_i + r_L) i_0(t) - u_0(t) + U_D \right\},$$

подставляем в (4) и получим окончательное уравнение

$$\frac{di_0(t)}{dt} = -\left(\frac{r_D + r_i + r_L}{L} + \frac{R_H r_C}{(R_H + r_C)L} \right) i_0(t) + \frac{R_H}{(R_H + r_C)L} u_0(t) - \frac{1}{L} U_D. \quad (6)$$

Уравнение для токов при разомкнутом ключе по Кирхгофу с учетом знаков будет иметь следующий вид:

$$i_C + i_H + i_0(t) = 0.$$

Поскольку здесь

$$i_H = \frac{u_1(t) + r_C i_C}{R_H}, \quad \text{а } i_C = C \frac{du_0(t)}{dt},$$

то получим еще одно уравнение состояния

$$\frac{du_0(t)}{dt} = -\frac{R_H}{(R_H + r_C)C} i_0(t) - \frac{1}{(R_H + r_C)C} u_0(t). \quad (7)$$

Теперь, объединив (6) и (7) в систему дифференциальных уравнений получим уравнения состояния для ИСН3 при разомкнутом ключе. При записи в матричной форме система примет следующий вид

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_0 = A^0 \mathbf{x}_0 + b^0, \quad (8)$$

где

$$\mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} i_0(t) \\ u_0(t) \end{bmatrix}, \quad b^0 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} U_D \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A^0 = \begin{bmatrix} -\frac{r_D + r_i + r_L}{L} - \frac{R_H r_C}{(R_H + r_C)L} & \frac{R_H}{(R_H + r_C)L} \\ -\frac{R_H}{(R_H + r_C)C} & -\frac{1}{(R_H + r_C)C} \end{bmatrix}.$$

Следует отметить, что полученные матричные коэффициенты при уравнениях (3) и (8) учитывают все активные потери, чего нет во всех встречаемых авторами источниках литературы. Если обнулить все значения потерь, то полученная система уравнений будет соответствовать [1].

2. Построение математической модели работы ИСНЗ в режиме управления по току дросселя

Для простоты изложения решения уравнений состояния (3) и (8) введем следующие обозначения

$$\begin{aligned} A^1 &= \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix}, b^1 = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ A^0 &= \begin{bmatrix} A_{01} & A_{02} \\ A_{03} & A_{04} \end{bmatrix}, b^0 = \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= -\frac{r_T + r_i + r_L}{L}, \quad A_2 = -\frac{1}{(R_H + r_C)C}, \\ b_1 &= \frac{1}{L}(U - U_T), \quad b_0 = -\frac{1}{L}U_D, \\ A_{01} &= -\frac{r_D + r_i + r_L}{L} - \frac{R_H r_C}{(R_H + r_C)L}, \\ A_{02} &= \frac{R_H}{(R_H + r_C)L}, \quad A_{03} = -\frac{R_H}{(R_H + r_C)C}, \\ A_{04} &= -\frac{1}{(R_H + r_C)C}. \end{aligned}$$

С учетом обозначений (9) система дифференциальных уравнений, описывающая состояние ИСНЗ при замкнутом ключе, примет следующий вид

$$\begin{cases} \frac{di_1(t)}{dt} = A_1 i_1(t) + b_1, \\ \frac{du_1(t)}{dt} = A_2 u_1(t). \end{cases} \quad (10)$$

Решение данной системы имеет следующий вид:

$$i_1(t) = C_{11} e^{A_1 t} - \frac{b_1}{A_1}, \quad (11)$$

$$u_1(t) = C_{12} e^{A_2 t}, \quad (12)$$

где C_{11} и C_{12} - постоянные составляющие, зависящие от величины тока $i(nT)$ и напряжения $u(nT)$ в начале каждого периода n . Следует отметить, что выражение для тока дросселя (11) имеет нелинейную форму, что качественно различается с решением без учета активных потерь в цепи дросселя, когда решение имеет линейную зависимость. Значения C_{11} и C_{12} можно выразить из (11) и (12), если подставить значение времени $t = nT$ в выражения тока $i_0(t)$ и напряжения $u_0(t)$ в конце предыдущего периода:

$$C_{11} = \frac{i_0(nT) + \frac{b_1}{A_1}}{e^{A_1 nT}}, \quad C_{12} = \frac{u_0(nT)}{e^{A_2 nT}}. \quad (13)$$

Теперь допустим, что величина коэффициента заполнения на каждом периоде d_n определяется исходя из равенства в момент времени, когда сигнал датчика тока $r_i i_1(t)$ достигает величины опорного источника $U_{оп}$:

$$U_{оп} = C_{11} e^{A_1(n+d_n)T} - \frac{b_1}{A_1}. \quad (14)$$

Выражение для величины коэффициента заполнения на каждом периоде получим с учетом (13):

$$d_n = \frac{1}{A_1 T} \ln \left(\frac{\frac{U_{оп}}{r_i} + \frac{b_1}{A_1}}{i_0(nT) + \frac{b_1}{A_1}} \right). \quad (15)$$

Необходимо отметить, что при составлении различных математических моделей должно существовать ограничение по значению d_n , поскольку в реальных стабилизаторах эта величина лежит в пределах $d_n \in [0, 0.95 - 0.99]$ в зависимости от типа используемого контроллера.

Таким образом, в момент времени соответствующему $t_d = (n + d_n)T$ произойдет переключение ИСНЗ в состояние с разомкнутым ключом. Ниже приведена система дифференциальных уравнений, описывающая состояние ИСНЗ при разомкнутом ключе с учетом обозначений (9):

$$\begin{cases} \frac{di_0(t)}{dt} = A_{01} i_0(t) + A_{02} u_0(t) + b_0, \\ \frac{du_0(t)}{dt} = A_{03} i_0(t) + A_{04} u_0(t). \end{cases} \quad (16)$$

Из первого уравнения системы (16) выразим функцию напряжения

$$u_0(t) = \frac{1}{A_{01}} \left\{ \frac{di_0(t)}{dt} - A_{01} i_0(t) - b_0 \right\}. \quad (17)$$

Далее, продифференцировав первое уравнение системы (16) и подставив в него второе уравнение этой системы и выражение (17), получим дифференциальное уравнение второго порядка следующего вида:

$$\frac{d^2 i_0(t)}{dt^2} + X_1 \frac{di_0(t)}{dt} + X_2 i_0(t) = X_3, \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} X_1 &= -(A_{01} + A_{02}), \quad X_2 = A_{01} A_{04} - A_{02} A_{03}, \\ X_3 &= -A_{04} b_0. \end{aligned}$$

Так как решение характеристического уравнения, соответствующего (12), будет иметь комплексные сопряженные корни, то решение самого уравнения будет иметь вид

$$i_0(t) = e^{\alpha t} (C_{01} \sin(\beta t) + C_{02} \cos(\beta t)) + \frac{X_3}{X_2}, \quad (19)$$

где

$$\alpha = -\frac{X_1}{2}, \quad \beta = \sqrt{X_2 - \frac{X_1^2}{4}}.$$

Продифференцировав это выражение и подставив в (17) можно получить функцию напряжения

$$\begin{aligned} u_0(t) = & \\ = \frac{1}{A_{02}} \{ & e^{\alpha t} [(\alpha C_{01} - \beta C_{02} - A_{01} C_{01}) \sin(\beta t) + \\ & + (C_{01} \beta + \alpha C_{02} - A_{01} C_{02}) \cos(\beta t)] - \frac{A_{01} X_3}{X_2} - b_0 \}. \end{aligned} \quad (20)$$

На основании (19), (20), (11) и (12) составим систему линейных алгебраических уравнений для нахождения неизвестных постоянных C_{01} и C_{02} для каждого периода

$$\begin{cases} L_1 C_{01} + L_2 C_{02} = L_3 \\ L_4 C_{01} + L_5 C_{02} = L_6 \end{cases}, \quad (21)$$

где

$$L_1 = e^{\alpha t_d} \sin(\beta t_d), \quad L_2 = e^{\alpha t_d} \cos(\beta t_d),$$

$$L_3 = i_1((n + d_n)T) - \frac{X_3}{X_2},$$

$$L_4 = \frac{1}{A_{02}} \{ e^{\alpha t_d} [(\alpha - A_{01}) \sin(\beta t_d) + \beta \cos(\beta t_d)] \},$$

$$L_5 = \frac{1}{A_{02}} \{ e^{\alpha t_d} [-\beta \sin(\beta t_d) + (\alpha - A_{01}) \cos(\beta t_d)] \},$$

$$L_6 = u_1((n + d_n)T) + \frac{1}{A_{02}} \left\{ \frac{A_{01} X_3}{X_2} + b_0 \right\},$$

при $t_d = (n + d_n)T$

Откуда выразим C_{01} и C_{02}

$$C_{01} = \frac{L_3 L_5 - L_2 L_6}{L_1 L_5 - L_2 L_4}, \quad C_{02} = \frac{L_3 L_4 - L_1 L_6}{L_2 L_4 - L_1 L_5}. \quad (22)$$

Таким образом, можно получить значения для $i_0((n + 1)T)$ и $u_0((n + 1)T)$ в конце каждого периода, чтобы в последствие подставить эти значения в выражения для постоянных составляющих на следующем периоде.

3. Получение бифуркационных диаграмм

Бифуркационные диаграммы (БД) в данной статье были построены при помощи математической модели, основанной на (9)-(22). Для проверки правильности математической модели строящей БД, в ней была построена БД с параметрами,

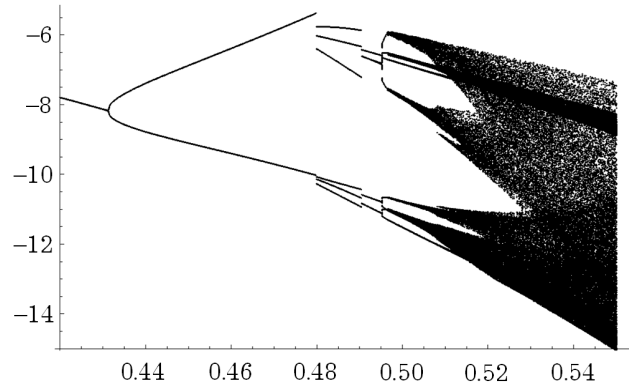


Рис. 4. Бифуркационная диаграмма – зависимость $u(nT)$ от d_{pab}

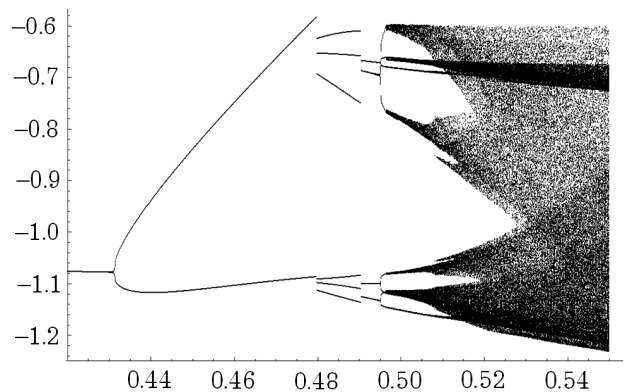


Рис. 5. Бифуркационная диаграмма – зависимость $u(nT)/u_{cp}$ от d_{pab}

взятыми из [1]. Параметры модели ИСН-3 имеют следующие значения: напряжение входного источника $U = 5$ В, сопротивление нагрузки $R = 20$ Ом, индуктивность дросселя $L = 1$ мГн, емкость конденсатора $C = 4$ мкФ, период работы силового ключа $T = 50$ мксек., сопротивление дросселя $r_L = 0.2$ Ом, активное сопротивление конденсатора $r_C = 0.1$ Ома, активное сопротивление базы диода $r_D = 0.1$ Ома, активное сопротивление базы транзистора $r_T = 0.4$ Ом, прямое падение напряжения на диоде $U_D = 0.7$ В, прямое падение напряжения на силовом ключе $U_T = 0.2$ В, сопротивление датчика тока r_i варьировалось от 0.1 до 1.5 Ома.

Полученная БД (рис. 4) – зависимость напряжения конденсатора в конце каждого периода установившегося состояния $u(nT)$ от d_{pab} качественно соответствует диаграмме из [1], однако является более точной из-за учета активных потерь. Эта же БД, нормированная по среднему значению выпрямленного напряжения u_{cp} , показана на рис. 5. Бифуркационная диаграмма для тока дросселя $i(nT)$ показана на рис. 6, и эта же диаграмма, нормированная по среднему зна-

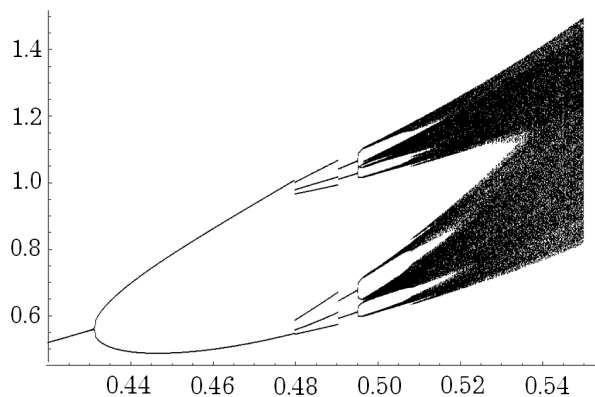


Рис. 6. Бифуркационная диаграмма – зависимость $i(nT)$ от d_{pab}

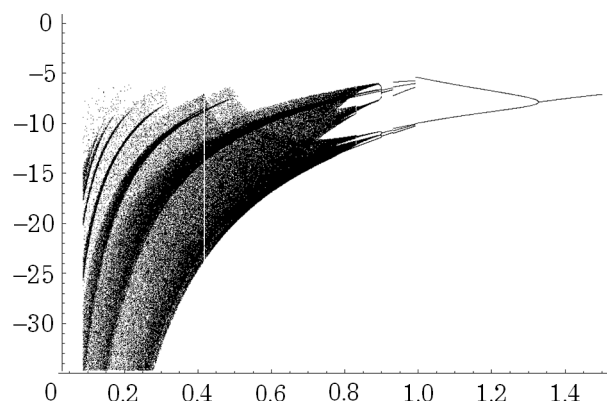


Рис. 9. Бифуркационная диаграмма – зависимость $u(nT)$ (В) от r_i (Ом) без учета активных потерь

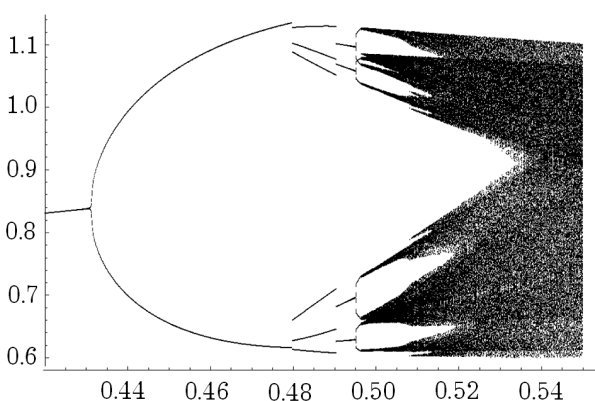


Рис. 7. Бифуркационная диаграмма – зависимость $i(nT)/i_{cp}$ от d_{pab}

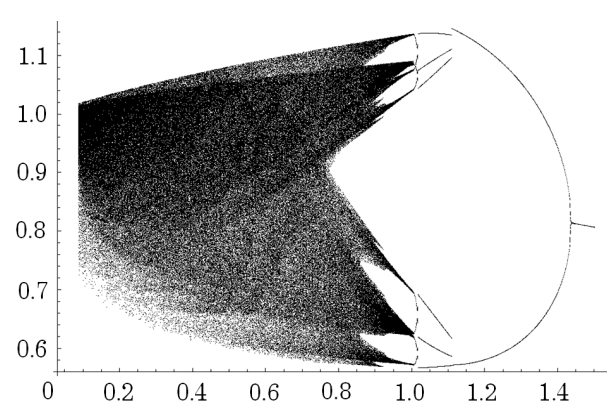


Рис. 10. Бифуркационная диаграмма – зависимость $i(nT)/i_{cp}$ от r_i (Ом) с учетом активных потерь

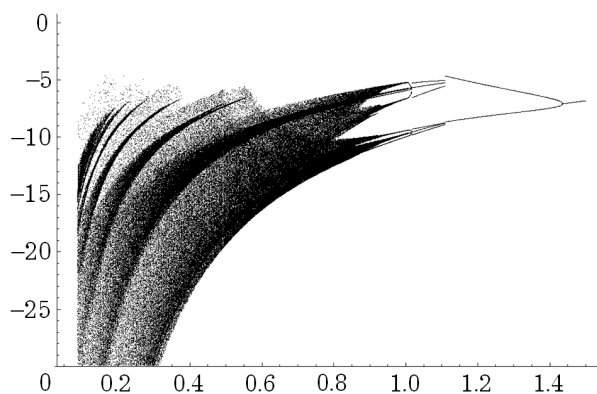


Рис. 8. Бифуркационная диаграмма – зависимость $u(nT)$ (В) от r_i (Ом) с учетом активных потерь

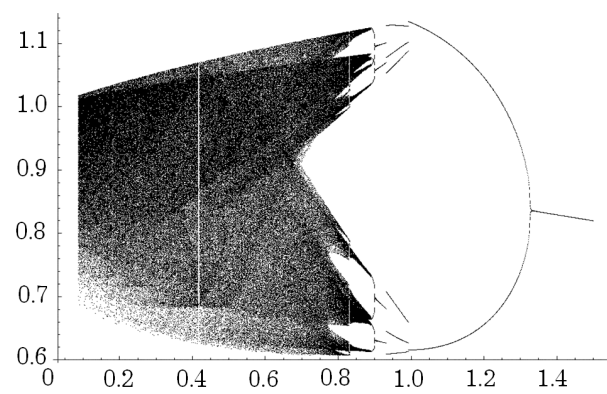


Рис. 11. Бифуркационная диаграмма – зависимость $i(nT)/i_{cp}$ от r_i (Ом) без учета активных потерь

чению тока дросселя i_{cp} , показана на рис. 7.

Однако, использование рабочего коэффициента заполнения d_{pab} в качестве параметра бифуркации не дает реальной картины из-за абстрактности данного параметра в реальной системе. Авторы считают необходимым использовать в качестве параметра бифуркации значения реальных параметров устройства. В данном случае, самым удобным параметром для нашей цели является значение датчика тока r_i .

На рис. 8 представлена бифуркационная диаграмма для выходного напряжения $u(nT)$ при варьировании сопротивления датчика тока r_i от 0.1 до 1.5 Ома с учетом активных потерь силовой части. Эта же зависимость, но без учета активных потерь представлена на рис. 9. Бифуркационные диаграммы для тока дросселя $i(nT)$ нормированного по среднему значению i_{cp} .

Весьма большой интерес представляет собой так называемое сечение Пуанкаре – группа пе-

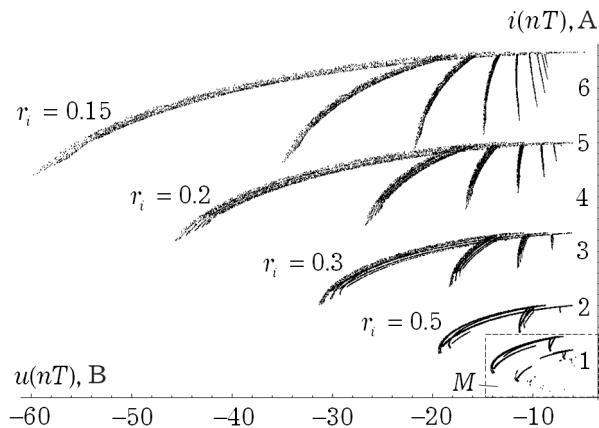


Рис. 12. Фантомы аттракторов (ось x - $u(nT)$ (В), ось y - $i(nT)$ (А)) при следующих значениях сопротивления датчика тока $r_i = 0.15, 0.2, 0.3, 0.5, 0.7, 0.85, 0.95, 1.08, 1.2, 1.5$ Ома. (Фантомы аттракторов при $r_i = 0.7, 0.85, 0.95, 1.08, 1.2$ находящиеся в области М более подробно рассмотрены на следующем рисунке)

риодически фиксируемых значений переменных фазового пространства в установившемся режиме на плоскости основных параметров, которое в хаотическом режиме работы стабилизатора представляет собой фантом аттрактора [5]. Фантомы аттракторов (ось x - $u(nT)$ (В), ось y - $i(nT)$ (А)) при следующих значениях сопротивления датчика тока $r_i = 0.15, 0.2, 0.3, 0.5, 0.7, 0.85, 0.95, 1.08, 1.2, 1.5$ Ома представлены на рис. 12. Фантомы аттракторов при $r_i = 0.7, 0.85, 0.95, 1.08, 1.2$ находящиеся в области М более подробно рассмотрены на следующем рисунке.

Заключение

Форма ветвления БД у ИСН-3 является весьма специфичной и не похожей на классическую форму, наблюдаемую в ИСН повышающего типа [3,4]. На рис. 5 отчетливо видны переходы от бифуркации удвоения к бифуркации с шестью периодическими значениями с последующим переходом к бифуркации с учетверенным периодом. При сравнении бифуркационных диаграмм представленных на рис. 8 и рис. 9 видно, что хаотические явления в модели с учетом активных потерь проявляются при более широком диапазоне значения параметра бифуркации. Из этого следует, что хаотические явления в реальном устройстве могут наступить гораздо раньше, нежели предсказывается в модели без учета активных потерь. Кроме этого напрашивается вывод о том, что чем сложнее модель какого-либо устройства в котором наблюдается нелинейная динамика, тем более простой вид имеет бифуркационная диаграмма. Например, хорошо

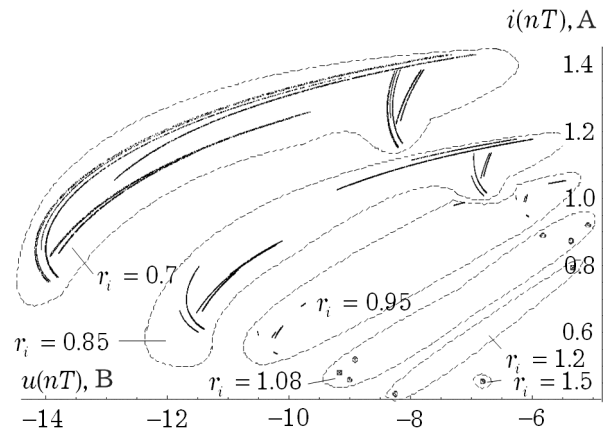


Рис. 13. Фантомы аттракторов (ось x - $u(nT)$ (В), ось y - $i(nT)$ (А)) при следующих значениях сопротивления датчика тока $r_i = 0.7, 0.85, 0.95, 1.08, 1.2, 1.5$ Ома

заметно как сужается зона бифуркации утроения периода в области хаотической динамики в модели без учета активных потерь (в области значения параметра бифуркации $r_i \approx 0.42$ Ома на рис. 9) по сравнению с моделью в которой активные потери учитываются (в области значения параметра бифуркации $r_i \approx 0.49$ Ома на рис. 8). Эти же самые эффекты наблюдаются при сравнении БД представленных на рис. 10 и рис. 11. Из этого следует, что не все режимы бифуркации, предсказываемые в модели импульсного стабилизатора, могут наблюдаться в реальном устройстве. Однако, наиболее важным, с точки зрения авторов, является вывод о том, что учет активных потерь позволяет заметно изменить границу устойчивости импульсного стабилизатора напряжения при предсказании возникновения хаотических колебаний, приближая тем самым математическую модель к реальному устройству.

Литература

1. Yufei Zhou, Herbert H. C. Iu, Chi Kong Tse, Jun-Ning Chen: Controlling chaos in DC/DC converters using optimal resonant parametric perturbation. *ISCAS* (3) 2005: 2481-2484.
2. Ridley R. Current mode or voltage mode? // *Switching Power Magazine*. – 2000. – P. 4-9.
3. Антипов О.И., Неганов В.А. Детерминированный хаос в импульсном стабилизаторе напряжения повышающего типа // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. – 2004 – Т.7. – №3. – С.53-61
4. Антипов О.И., Неганов В.А. Детерминированный хаос в импульсном стабилизаторе напряжения повышающего типа в режиме управления по току с дополнительной обратной связью по напряжению // *Электромагнитные*

волны и электронные системы. – М.: Радиотехника, 2005. –

Т.10. – №9. – С.25-32

5. Кузнецов С. П. Динамический хаос (курс лекций).– М.:

Изд-во Физико-математической лит-ры, 2001.–296 с.

The Influence of the active losses on deterministic chaos in buck-boost converter

O.I. Antipov, V.A. Neganov

In this article are considered questions, connected with account of the active losses in reactive and semiconductor element of the buck-boost converter at building bifurcation diagrams in chaotic state of working. In work is shown that account of the active losses at building of the mathematical model allows more exactly define the border to stability with standpoint of the arising the deterministic chaos.



Неганов Вячеслав Александрович, 1952 года рождения. В 1977 году окончил Куйбышевский государственный университет, в 1983 году – аспирантуру при ИРЭ РАН. Доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой основ конструирования и технологии радиотехнических систем Поволжской государственной академии телекоммуний и информатики. Награжден значком “Почетный радист”, лауреат губернской премии в области науки и техники в 2002 году. Подготовил пятнадцать кандидатов наук и двух докторов наук. В. А. Неганов является специалистом в области радиофизики. Основные научные направления деятельности: электродинамика

и техника СВЧ- и КВЧ- диапазонов, взаимодействие КВЧ-излучения с биологическими объектами и разработка соответствующей медицинской аппаратуры, биофизика. В списке научных работ В. А. Неганова более 500 наименований, в том числе 15 монографий (издательства “Наука”, “Педагогика-ПРЕСС”, “Радио и связь”), 25 авторских свидетельств и патентов. Его работы опубликованы в центральных изданиях (“ДАН”, “Радиотехника и электроника”, “Известия вузов. Радиофизика” и др.). В. А. Неганов является членом редколлегий журналов “Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ” (г. Москва), “Вестник новых медицинских технологий” (г. Тула). За разработку ферритовых развязывающих приборов КВЧ-диапазона награжден двумя серебряными медалями ВДНХ. В. А. Неганов – председатель докторского совета Д219.003.01 в ПГАТИ, член докторского совета Д212.215.01 в Самарском государственном аэрокосмическом университете.



Антипов Олег Игоревич, 1978 года рождения. В 2000 году окончил Самарский государственный технический университет (СамГТУ, г. Самара). Кандидат технических наук, доцент кафедры основ конструирования и технологий радиотехнических систем (ОКИТ РТС) в Поволжской государственной академии телекоммуний и информатики (ПГАТИ, г. Самара). Область научных интересов: силовая электроника и динамика импульсных стабилизаторов напряжения, детерминированный хаос различных динамических систем.