

УДК 621.386.1: 621.3.027.7

Ю.А. Щиголев

Исследование критической частоты генератора постоянного напряжения

Рассматривается высокочастотный генератор постоянного высокого напряжения с выходным каскадом на последовательно соединённых удвоителях напряжения. На основе разработанной математической модели удвоителя с учётом паразитных параметров вторичной обмотки получены решения для токов и напряжений в аналитическом виде. Проведена оптимизация частоты преобразования при известной индуктивности рассеяния, и заданных пульсациях тока нагрузки.

The high-frequency high-voltage DC generator, which contains serial voltage doublers at output, is considered. The mathematical model of voltage doubler with secondary winding reactive parameters is developed. To optimize a conversion frequency and a ripple of the high-voltage DC generator at the rated load current, analytical solutions for currents and voltages are obtained.

Введение

Цифровые методы получения рентгеновских изображений в настоящее время вытесняют из практики медицинской рентгенологии традиционные приёмы с использованием рентгеновской пленки. Наряду со снижением дозовой нагрузки на пациента цифровые рентгенодиагностические системы характеризуются малыми временами захвата кадра, которые составляют от тысячных до десятых долей секунды. Значительный прогресс в этой области обеспечил новые возможности в таких диагностических методах как компьютерная томография, многокадровая рентгенография [1], а также скоростная импульсная радиография (flash radiography), применяемая для анализа движения биомедицинских объектов [2, 3]. Задачи медицинской радиографии требуют коротких импульсов излучения, интенсивность которых должна быть как можно большей, а стабильность и спектральное распределение обеспечены с заданной точностью. При этом для высоковольтного генератора рентгенодиагностической системы выдвигаются более жёсткие требования по быстродействию и точности выполнения установленных режимов. Для компьютерных томографов типичными являются требования по точности – единицы процентов и по времени нарастания высокого напряжения – не более 1мс [4]. Большие импульс-

ные мощности при временах нарастания порядка десятков наносекунд могут обеспечить источники, выполненные на основе генератора Маркса, в котором осуществляется разряд последовательно соединённых ёмкостей при помощи искровых разрядников [2, 3]. Однако подобным системам присущ значительный разброс по амплитуде импульсов – до 15%. Кроме того, импульсы имеют колоколообразную форму, за счёт чего значительно возрастает доля низкоэнергетичного излучения, которое практически полностью поглощается человеческим телом и не даёт вклада в решение задач диагностики. По этим причинам в медицинской радиологии более перспективными являются регулируемые источники с применением высокочастотного трансформатора высокого напряжения (ТВН), управляемого инвертором [4, 5, 6, 7]. Эти источники обеспечивают трапециoidalные импульсы напряжения с фронтами 0,3 – 0,5 мс, а также выполняют стабилизацию плоской вершины с заданной точностью. Однако в настоящее время недостаточно широко освещён вопрос о факторах, которые ограничивают рабочую частоту, определяющую потенциальные возможности по быстродействию высокочастотных генераторов постоянного высокого напряжения (ГПВН).

Постановка задачи

Прогресс в технологии ключевых полевых транзисторов, а также быстродействующих диодов на карбиде кремния привёл к тому, что рабочие частоты инверторных преобразователей фактически ограничиваются реактивными параметрами элементов конструкции ТВН – индуктивностью рассеяния L_s и ёмкостью вторичной обмотки C_s . Падение напряжения на L_s уменьшает коэффициент передачи ГПВН и снижает его критическую частоту [8], а C_s – обуславливает перегрузку по току силовых ключей высокочастотного инвертора. Для снижения данных реактивных параметров вторичную цепь выполняют в виде суммы постоянных напряжений, полученных от гальванически связанных выпрямительных устройств [5, 7]. L_s и C_s существенно зависят от числа витков вторичных обмоток, в связи с чем целесообразным является применение умножителей напряжения [6]. При этом заданный уровень пульсаций обеспечива-

ется за счёт увеличения частоты преобразования до величины, ограниченной меньшим значением L_s .

В данной работе поставлена задача разработать математическую модель удвоителя напряжения с учётом реактивных параметров ТВН. При этом преследуется цель определить оптимальную частоту преобразования ГПВН для заданных пульсаций тока нагрузки при известной индуктивности рассеяния.

Математическое моделирование удвоителя напряжения с учётом реактивных параметров ТВН

В данной работе рассматривается ГПВН, содержащий 10 вторичных обмоток, каждая из которых подключена к отдельному удвоителю напряжения. Выходы удвоителей соединены между собой последовательно [7, 9]. Частотные свойства каскадов полагаются идентичными, что позволяет рассмотреть только один из них, принципиальная схема которого представлена на рис.1.

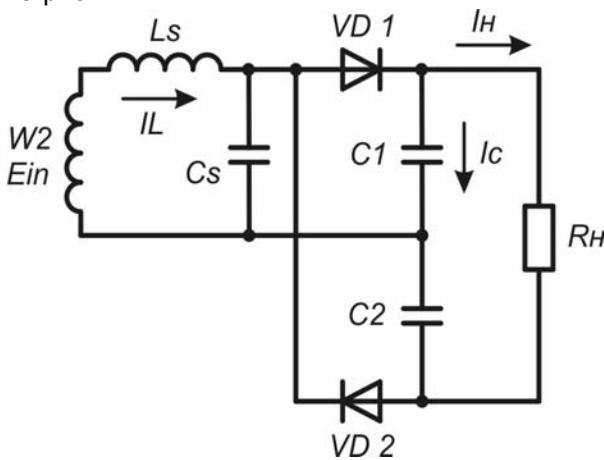


Рис. 1. Принципиальная схема удвоителя напряжения. W_2 – вторичная обмотка; C_s , L_s – ёмкость и индуктивность рассеяния вторичной обмотки; C_1 , C_2 – суммирующие ёмкости; R_H – сопротивление нагрузки; E_{in} , I_L – вырабатываемые вторичной обмоткой ЭДС и ток; I_H – ток нагрузки; I_C – ток подзарядки ёмкости

Графики токов и напряжений, поясняющие принцип работы, показаны на рис. 2, при этом принимаются допущения:

- вторичная обмотка вырабатывает напряжение синусоидальной формы:

$$E_{in} = E_m \sin(\omega t + \alpha),$$

$$\text{где } \alpha = \arcsin\left(\frac{U_{C1}(0)}{E_m}\right) = \arcsin(\delta); \quad (1)$$

- суммирующие ёмкости полагаются идеальными без потерь, при этом $C_1 = C_2 = C$, $C_S \ll C$;
- диоды VD_1 и VD_2 полагаются идеальными ключами;
- активное сопротивление вторичной обмотки пренебрежимо мало.

Период работы удвоителя разбиваем на 4 интервала по времени:

1) $0 \leq t \leq T_1$. VD_1 открыт, VD_2 заперт. К C_1 параллельно подключена C_s , которой можно пренебречь, приняв во внимание (2). Часть $I_L(t)$ поступает в R_H , а другая часть $I_L(t)$ заряжает C_1 . Скорость заряда, а также амплитуду зарядного тока ограничивает L_s . C_2 разряжается током нагрузки $I_H(t)$. Уравнения, описывающие эти процессы имеют следующий вид:

$$I_L(t) = I_H(t) + I_C(t)$$

$$E_{in}(t) - U_{C1}(t) = L_s \cdot \frac{d}{dt}[I_H(t) + I_C(t)], \quad (3)$$

$$\begin{aligned} I_H(t)R_H &= U_{C1}(0) + \frac{1}{C} \cdot \int I_C(t)dt + U_{C2}(0) - \\ &- \frac{1}{C} \cdot \int I_H(t)dt \Rightarrow \\ \Rightarrow CR_H \cdot \frac{dI_H(t)}{dt} + I_H(t) &= I_C(t) \end{aligned} \quad (4)$$

В момент времени T_1 выполнены условия $I_L(T_1)=0$, $|E_{in}(T_1)| < |U_{C1}(T_1)|$, вследствие чего диод VD_1 запирается.

2) $T_1 \leq t \leq T_2$. VD_1 и VD_2 заперты. Ток в сопротивлении нагрузки R_H протекает за счёт разряда последовательно соединённых ёмкостей C_1 , C_2 : $I_C(t) = -I_H(t)$. С учётом (4) имеем:

$$CR_H \frac{dI_H(t)}{dt} = -2I_H(t). \quad (5)$$

В момент времени T_2 выполняется условие $|E_{in}(T_2)| \geq |U_{C2}(T_2)|$, вследствие чего отпирается диод VD_2 .

3) $T_2 \leq t \leq T_3$. VD_2 открыт, VD_1 заперт. Процессы аналогичны интервалу 1) с учётом того, что ёмкости C_1 и C_2 поменялись ролями, а ток $I_L(t)$ имеет противоположное направление. В момент времени T_3 выполнены условия $I_L(T_3)=0$, $|E_{in}(T_3)| < |U_{C2}(T_3)|$, вследствие чего диод VD_2 запирается.

4) $T_3 \leq t \leq T_4$. VD_1 и VD_2 заперты. Процессы аналогичны интервалу 2) с учётом того, что ёмкости C_1 и C_2 поменялись ролями.

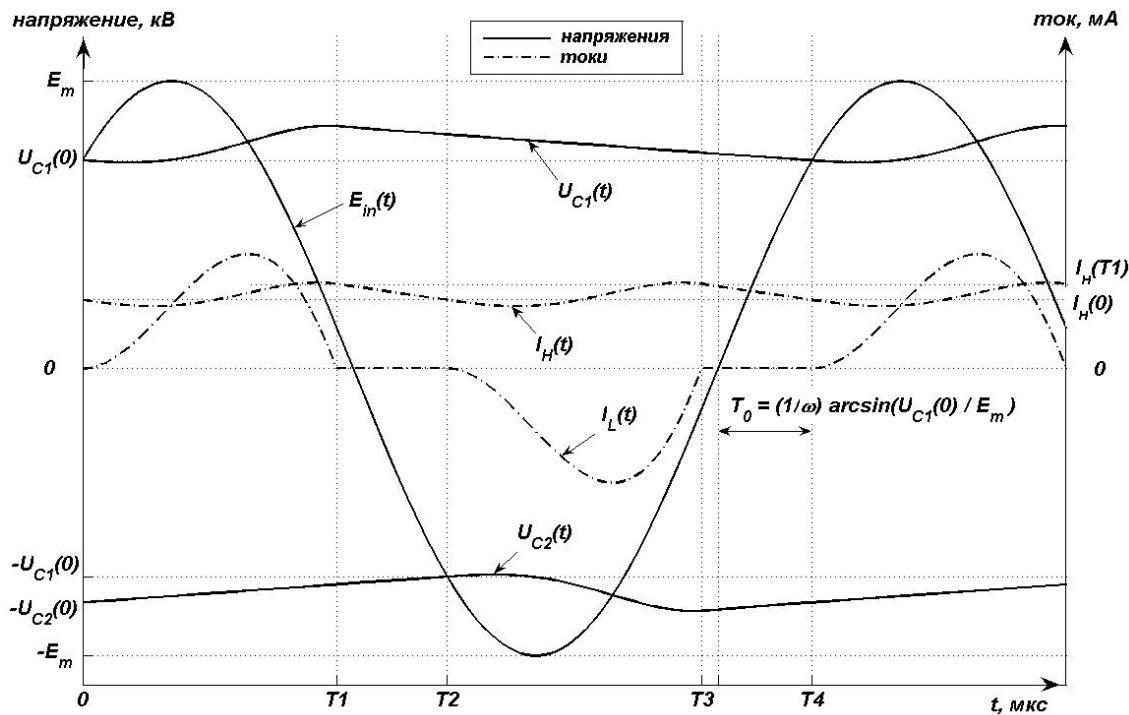


Рис. 2. Графики токов и напряжений элементов удвоителя. $E_{in}(t)$ – ЭДС вторичной обмотки; $U_{C1}(t), U_{C2}(t)$ – напряжения на ёмкостях $C1$ и $C2$ соответственно; $I_L(t)$ – ток вторичной обмотки; $I_H(t)$ – ток нагрузки. $T0$ – время сдвига начала отсчёта по времени. Токи для наглядности показаны без соблюдения масштаба

Выражения (1), (3), (4) определяют дифференциальное уравнение относительно тока нагрузки $I_H(t)$ на временных отрезках $[0, T1]$ и $[T2, T3]$:

$$\frac{d^3 I_H(t)}{dt^3} + \frac{2}{\tau_H} \cdot \frac{d^2 I_H(t)}{dt^2} + \omega_s^2 \frac{dI_H(t)}{dt} + \frac{\omega_s^2}{\tau_H} I_H(t) = \frac{\omega_s^2}{\tau_H} E_m \omega C (\sqrt{1-\delta} \cos \omega t - \delta \sin \omega t), \quad (6)$$

где $\tau_H = CR_H$, $\omega_s^2 = \frac{1}{CL_S}$, $\delta = \frac{U_{C1}(0)}{E_m} = \frac{U_{C2}(T2)}{E_m}$.

Решение для тока нагрузки $I_H(t)$ и его производных на интервалах времени $[T1, T2]$ и $[T3, T4]$ получаем, используя (5):

$$I_H(t) = I_H(T1) \exp \left\{ -\frac{2}{\tau_H} t \right\} \Rightarrow$$

$$\frac{dI_H(t)}{dt} = -\frac{2}{\tau_H} I_H(t) \Rightarrow \frac{d^2 I_H(t)}{dt^2} = \frac{4}{\tau_H} I_H(t).$$

Так как $I_H(t)$ – это непрерывная периодическая функция, то значения производных в граничных точках $t=0$, $t=T2$ полагаем такими же и для временных отрезков $[0, T1]$ и $[T2, T3]$ (см. рис. 2). Это допущение позволяет определить начальные значения производных, которые необходимы для решения дифференциального уравнения (6) методом преобразования Лапласа:

$$\left[\frac{dI_H(t)}{dt} \right]_{t=0} = -\frac{2}{\tau_H} I_H(0),$$

$$\left[\frac{d^2 I_H(t)}{dt^2} \right]_{t=0} = \frac{4}{\tau_H} I_H(0).$$

Начальное значение тока нагрузки $I_H(0)$ зададим в соответствии с рис. 2:

$$I_H(0) = I_H(T2) = \frac{U_{C1}(0) + U_{C2}(0)}{R_H} =$$

$$= \frac{U_{C2}(T2) + U_{C1}(T2)}{R_H} = \frac{\delta E_m + \delta \kappa E_m}{R_H}, \quad (7)$$

где δ и κ – параметры со значениями от 0 до 1, определяющие сшивку участков зависимости $I_H(t)$ в непрерывную периодическую функцию.

Применяем к (6) преобразование Лапласа и после соответствующих алгебраических операций получаем решение для тока нагрузки в операторном виде для временных интервалов $[0, T1]$ и $[T2, T3]$:

$$J_H(p) = \frac{A(p - \omega \psi)}{\left(p^2 + \omega^2 \right) \left(p^3 + \frac{2}{\tau_H} p^2 + \omega_s^2 p + \frac{\omega_s^2}{\tau_H} \right)} +$$

$$+ \frac{I_H(0) \left(p^2 + \omega_s^2 \right)}{p^3 + \frac{2}{\tau_H} p^2 + \omega_s^2 p + \frac{\omega_s^2}{\tau_H}}, \quad (8)$$

$$\text{где } A = \frac{\omega_s^2}{\tau_H} \cdot E_m \omega C \sqrt{1-\delta}, \psi = \frac{\delta}{\sqrt{1-\delta}}.$$

Для того чтобы разложить $J_H(p)$ на элементарные дроби необходимо сначала отыскать корни полинома 3-й степени, стоящего в знаменателях слагаемых: r – действительный корень, $x \pm iy$ - два комплексно-сопряжённых корня. Данную операцию удобно провести стандартными средствами MATLAB в ходе программирования решения в аналитическом виде. После разложения образа $J_H(p)$ на элементарные дроби находим при помощи таблицы обратного преобразования Лапласа [10] оригинал $I_H(t)$ для временных интервалов $[0, T_1]$ и $[T_2, T_3]$:

$$I_H(t) = I_1 e^{rt} + I_2 \sin \omega t + \\ + I_3 \cos \omega t + (I_4 \sin yt + I_5 \cos yt) e^{xt}, \quad (9)$$

где I_1, I_2, I_3, I_4, I_5 - коэффициенты, зависящие от $A, \psi, \omega_s, \omega, \tau_H, I_H(0)$.

Из (9), используя (3) и (4), несложно найти токи подзарядки ёмкости $I_C(t)$ и вторичной обмотки $I_L(t)$, а также напряжения на ёмкостях C_1 и C_2 . Для расчёта графиков этих функций была разработана программа в среде MATLAB. На рис. 2 представлены результаты расчётов при входных параметрах, соответствующих условиям работы опытного образца ГПВН [7, 9]:

$$L_S = 2 \text{ мГн}, C = 2,2 \text{ нФ}, R_H = 80 \text{ кОм}, E_m = 5 \text{ кВ}$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = 100 \text{ кГц}. \text{ С целью наглядно отразить}$$

форму функций токов, их масштаб на рис. 2 отличается от реального. Сшивка функций на границах интервалов по времени осуществляется подбором параметров δ и κ (8), который реализуется в ходе работы стандартного алгоритма MATLAB по поиску нулевого значения. Корректность проведенных расчётов была подтверждена в ходе сравнения с результатами моделирования схемы по рис. 1 в программной среде PSpice (OrCAD 9.2).

Рассчитанные программой значения δ и κ используем для определения коэффициента передачи по постоянному напряжению:

$$KV = \frac{U_H(0)}{2U_m} = \frac{U_{C1}(0) + U_{C2}(0)}{2U_m} = \\ = \frac{\delta U_m + \delta \kappa U_m}{2U_m} = \delta \frac{1 + \kappa}{2} \quad (10)$$

Коэффициент KV отражает долю снижения напряжения на нагрузке, обусловленной наличием индуктивности рассеяния L_S .

Определим допустимый коэффициент передачи по аналогии с соотношением между действующим и амплитудным значением переменного

$$\text{тока: } KV_\delta = \frac{1}{\sqrt{2}}. \text{ На основе формулы (10) раз-}$$

работана программа расчёта частотных зависимостей $KV(f)$. На рис. 3 представлены результаты расчётов для среднего тока нагрузки 200 mA и $L_S = 1 - 4 \text{ мГн}, C = 2,2 \text{ нФ}$, что отражает реальные возможности исследуемого ГПВН [7, 9].

Из графиков видно, что при токах до 200 mA рабочая частота исследуемого ГПВН может быть повышена до 150 кГц . При возрастании L_S вдвое, что эквивалентно увеличению числа витков в 1,4 раза, допустимая рабочая частота упадёт ниже 100 кГц . С этой точки зрения удвоитель обладает явными преимуществами по сравнению с двухполупериодным мостовым выпрямителем, для которого требуется удвоение числа витков вторичной обмотки при прочих равных условиях. При этом индуктивность рассеяния соответственно возрастает в 4 раза, а допустимая величина снижения напряжения на нагрузке будет превышена уже при частотах до 50 кГц .

Увеличение рабочей частоты способствует также и снижению пульсаций тока нагрузки ΔI_H , которые определяются минимальным и максимальным значениями функции (9). Данные расчёты реализованы в соответствующем модуле разработанной программы, а их результаты для рассматриваемых режимов представлены на рис.4.

Из графиков видно, что в интересующем нас режиме ($I_H = 200 \text{ mA}, L_S = 2 \text{ мГн}, f = 150 \text{ кГц}$) величина пульсаций не превышает 3,5%. Это является аргументом в пользу применения удвоителей напряжения в рентгеновских высоковольтных генераторах, так как соответствует требованиям наиболее распространённых задач для цифровых рентгенодиагностических систем. На рис. 4 отчётливо показано, что индуктивность рассеяния L_S эффективно снижает пульсации тока нагрузки, выступая в роли индуктивного элемента сглаживающего фильтра. В этом заключается её положительная роль.

Кроме того, L_S смягчает режим работы высоковольтных диодов VD_1 и VD_2 , ограничивая пиковый ток заряда суммирующих ёмкостей I_{Cmax} , который может в несколько раз превышать средний ток нагрузки \bar{I}_H . Введём обозначение:

$PK = \frac{I_{Cmax}}{I_H}$. В таблице 1 приведены результаты расчёта параметра PK при различных L_S для $\bar{I}_H = 200 \text{ mA}$ на частоте 100 кГц .

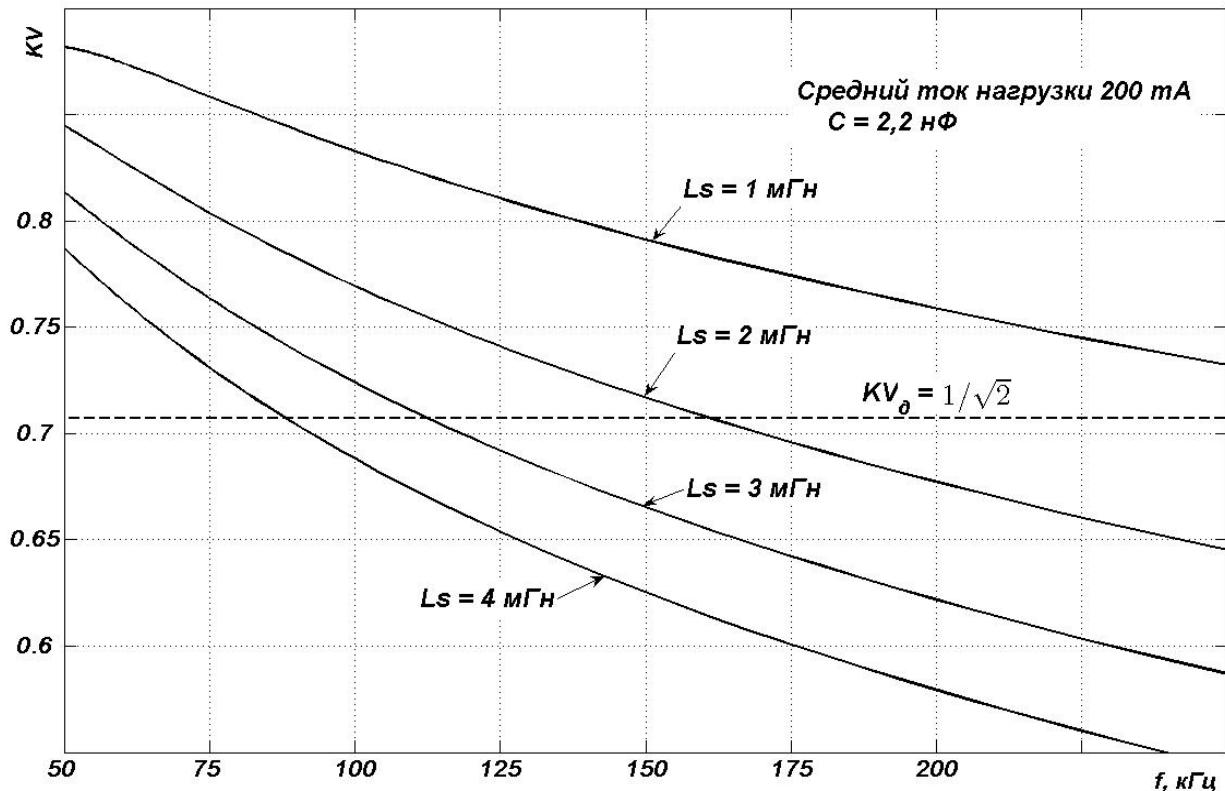


Рис. 3. Зависимости коэффициента передачи по постоянному напряжению KV удвоителя от рабочей частоты f при различных индуктивностях рассеяния вторичной обмотки L_s . KV_d - допустимое значение коэффициента

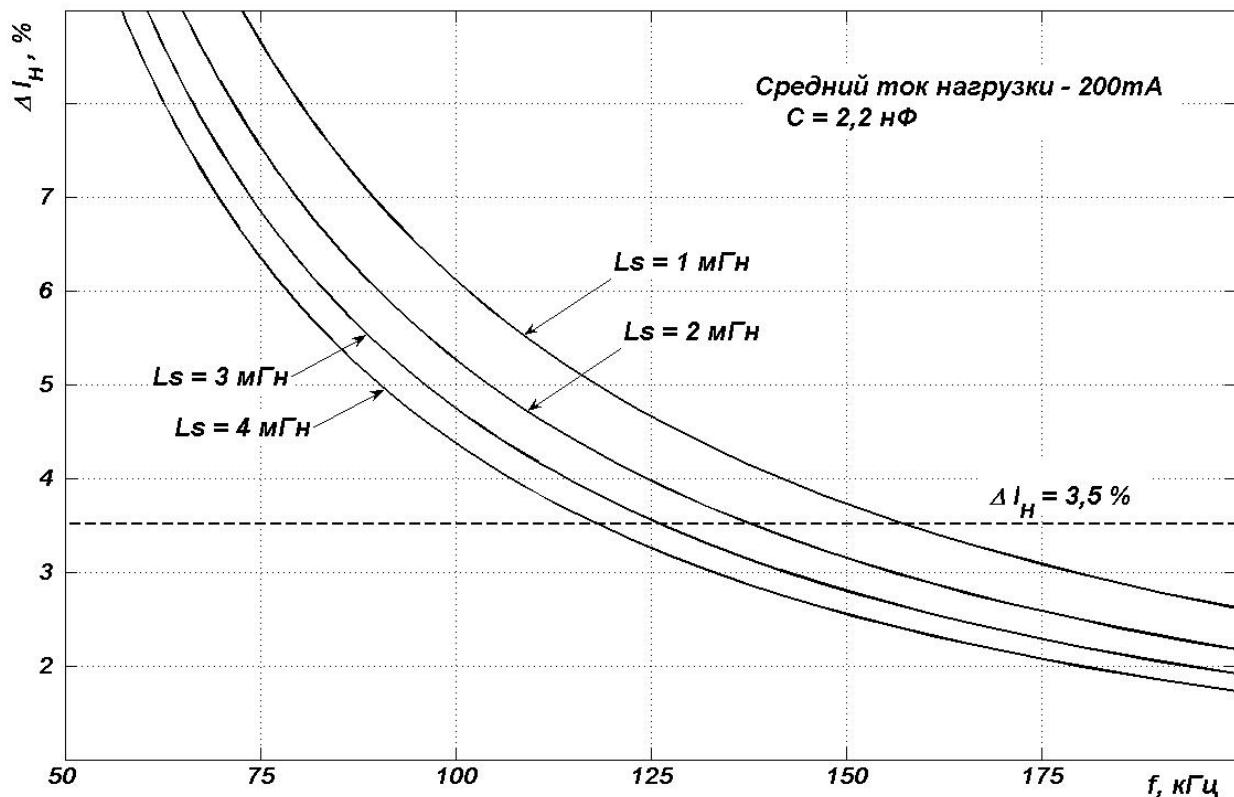


Рис. 4. Зависимости пульсаций тока нагрузки ΔI_H от рабочей частоты удвоителя f при различных индуктивностях рассеяния вторичной обмотки L_s

Таблица 1. Параметр PK в зависимости от L_s

L_s , мГн	1	2	3	4
PK	4,7	4,1	3,5	3,0

Из этих данных можно сделать вывод, что индуктивность рассеяния ТВН определяет соотношение между пиковым ёмкостным током и средним током нагрузки, выполняя функцию, аналогичную задаче пассивного корректора коэффициента мощности.

Соотношение PK в конечном итоге передаётся в первичную силовую цепь, где задаёт предельную токовую нагрузку силовых ключевых транзисторов высокочастотного преобразователя [7].

Таким образом, представленное моделирование кроме оптимизации частоты преобразования позволяет также оценить допустимые области работы полупроводниковых элементов ГПВН.

Выводы

В данной работе разработана математическая модель удвоителя напряжения с учётом паразитных реактивностей ТВН, а также получены решения в аналитическом виде для токов и напряжений элементов удвоителя. В результате проведенного моделирования найдена оптимальная частота преобразования опытного образца ГПВН, что позволило улучшить быстродействие и в то же время обеспечить величину пульсаций тока нагрузки в заданных пределах. Полученные зависимости позволяют оценить граничные режимы, при которых является целесообразным применение схемы удвоения. Предложенная методика нацелена на то, чтобы обеспечить работу высоковольтного генератора цифровой рентгенодиагностической системы на максимально возможной (критической) частоте, основываясь на результатах измерений реактивных параметров ТВН.

Литература

1. Besson, G. M. Dynamic Multi-Spectral X-ray Projection Imagine. United States Patent No.: US 6,950,492 B2. September 27, 2005.

2. E. Sato, S. Kimura, S. Kawasaki. Repetitive flash x-ray generator utilizing a simple diode with a new type of energy - selective function. Review of Scientific Instruments, 61(9), Sept. 1990, p. 2343 – 2348.
3. Craig N. Boyer, Glenn E. Holland, John F. Seely. Intense nanosecond duration source of 10 – 250 keV x-rays suitable for imaging projective – induced cavitation in human cadaver tissue. Review of Scientific Instruments, 76(035109), March 2005, p. 1 – 9.
4. T. Onodera, S. Tanaka, S. Matsumoto. High voltage power supply with time limiting nonlinear feedback. United States Patent No.: 4,614,999. September 30, 1986.
5. Драбович Ю.И., Криштафорович И.А., Пономарёв И.Г. Малогабаритные источники высокого постоянного напряжения. – К.: Препр. ИЭД АН УССР, 1983. – 34с.
6. E. Chu, L. Gamage, M. Ishitobi, E. Hiraki, M. Nakaoka. Improved transient and steady – state performance of series resonant ZCS high – frequency inverter – coupled voltage multiplier converter with dual mode PFM control scheme. Electrical Engineering in Japan, Vol. 149, No. 4, 2004, p. 60 – 72.
7. Мирошниченко С.И., Щиголев Ю.А. Имитационная модель высоковольтного генератора рентгенотелевизионной системы. – Электроника и связь. Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии». – К.: КПИ, 2009 – ч.1. – № 2–3. – с. 166–171.
8. Горский А.Н., Русин Ю.С., Иванов Н.Р. Расчёт электромагнитных элементов источников вторичного электропитания. – М.: Радио и связь, 1988. – 176 с.
9. Мирошниченко С.И., Щиголев Ю.А. Модель электрической прочности высоковольтного трансформатора рентгенодиагностического комплекса. – Электроника и связь. Тематический выпуск «Проблемы электроники». – К.: КПИ, 2008 - ч.1 - с. 142–144.
10. Бронштейн И.Н., Семенджиев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов.– М.: Наука, 1986.–544 с.