

УДК 621.314

А. М. АФАНАСЬЕВ, А. В. ЕРЕМИНА

Украина, г. Алчевск, Донбасский государственный технический университет

E-mail: alexandr.afanasyev@gmail.com

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И МАССОГАБАРИТНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Предложен метод расчета мощности потерь и массы пассивных элементов импульсных преобразователей (ИП) в зависимости от коэффициента пульсации тока в накопительной катушке индуктивности и от частоты коммутации. Метод позволяет проводить оптимизацию энергетических и массогабаритных показателей, а также режимов работы ИП. Приведены графические зависимости, построенные при использовании предложенного метода, анализ которых позволил определить условия для получения минимальной мощности потерь и массы пассивных элементов ИП.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, пассивные элементы, мощность потерь, массогабаритные показатели, коэффициент пульсации тока, частота коммутации.

В настоящее время одной из основных тенденций развития импульсных преобразователей (ИП) является разработка энергоэффективных и ресурсосберегающих способов преобразования электрической энергии, которые обеспечивают минимизацию мощности потерь, массы, габаритов и стоимости устройства.

Для обеспечения требуемого теплового режима ИП практический интерес представляет выбор оптимальных параметров накопительной катушки индуктивности (НКИ), которая определяет величину пульсации тока во всех элементах схемы, а следовательно, оказывает влияние как на мощность потерь в активных и пассивных элементах ИП, так и на их массу и габариты. Пульсации тока в НКИ, в свою очередь, определяют режим протекания тока в ней. Достаточно часто используемый в ИП режим непрерывного тока обеспечивает малые пульсации входного (или выходного) тока и, как следствие, позволяет уменьшить пульсации напряжения на соответствующих конденсаторах, а при заданных значениях пульсации напряжения на конденсаторах — уменьшить их емкость, что влияет на мощность потерь, массу и габариты конденсаторов ИП. С другой стороны, уменьшать пульсацию тока в катушке можно за счет повышения ее индуктивности, что требует увеличения ее массы и габаритов, или же частоты коммутации, и тогда возрастает мощность потерь. При уменьшении индуктивности НКИ преобразователь переходит в граничный режим или в режим прерывистых токов, и сопровождается это снижением мощности потерь, массы и габаритов катушки. При этом уменьшаются и потери включения силовых ключей. Однако увели-

чивающаяся пульсация тока при заданных значениях пульсации напряжения требует увеличения емкости фильтрующих конденсаторов, что приведет к возрастанию их мощности потерь, а также массы и габаритов.

Таким образом, очевидно, что режим протекания тока в НКИ неоднозначно влияет на энергетические и массогабаритные показатели ИП и требует дополнительного анализа.

Известные методы позволяют анализировать влияние пульсации тока в НКИ на энергетические показатели ИП с помощью нормированной постоянной времени дросселя T_L [1] или коэффициента нагрузки β [2], которые учитывают соотношения значений индуктивности накопительной катушки, сопротивления нагрузки и частоты коммутации. Для определения режимов протекания тока в НКИ необходимо ввести в первом случае такой параметр, как относительная нормированная постоянная времени дросселя T_L^* (отношение T_L к постоянной времени дросселя для граничного режима T_{LC}), а во втором — относительный коэффициент нагрузки β^* (отношение β к коэффициенту нагрузки для граничного режима β_C). При этом зависимости пульсации тока в катушке индуктивности от предлагаемых коэффициентов носят нелинейный характер, к тому же для режимов непрерывного и пульсирующего тока они описываются различными выражениями, что усложняет проведение анализа.

В [3] предложен метод определения мощности потерь в силовых ключах ИП в зависимости от режима протекания тока в НКИ, при котором изменение пульсации тока описывается

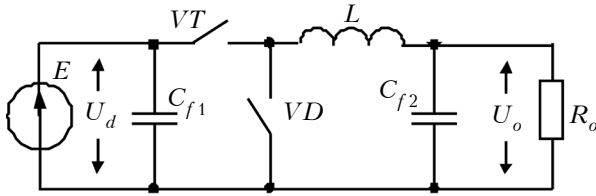


Рис. 1. Схема понижающего ИП

линейным и непрерывным законом благодаря использованию коэффициента K_{RL} :

$$K_{RL} = 0,5 \Delta I_L / I_{LAV}, \quad (1)$$

где I_{LAV} , ΔI_L — соответственно, среднее значение тока и размах пульсаций тока в НКИ, $\Delta I_L = (I_{Lmax} - I_{Lmin})$.

В случае когда $0 < K_{RL} < 1$, преобразователь работает в режиме непрерывного тока, при $K_{RL} = 1$ — в граничном режиме, при $K_{RL} > 1$ — в режиме прерывистого тока.

Для достаточно полного анализа энергоэффективности ИП необходимо также учитывать мощность потерь в пассивных элементах.

В данной работе предложен метод определения влияния пульсаций тока в накопительной катушке индуктивности и частоты коммутации на мощность потерь и массогабаритные показатели пассивных элементов ИП.

Рассмотрим предлагаемый метод на примере схемы ИП понижающего типа, приведенной на рис. 1. В соответствии с поставленной задачей необходимо проанализировать потери в НКИ L и в фильтрующих конденсаторах C_{f1} и C_{f2} , а также их массу (поскольку масса и габаритные размеры элементов связаны между). Для проведения исследований используем полученные в [3] аналитические выражения.

Мощность потерь и масса накопительной катушки индуктивности

Для упрощения расчета принимаем, что НКИ представляет собой катушку, намотанную на П-образный магнитопровод круглого сечения с воздушным зазором δ (рис. 2).

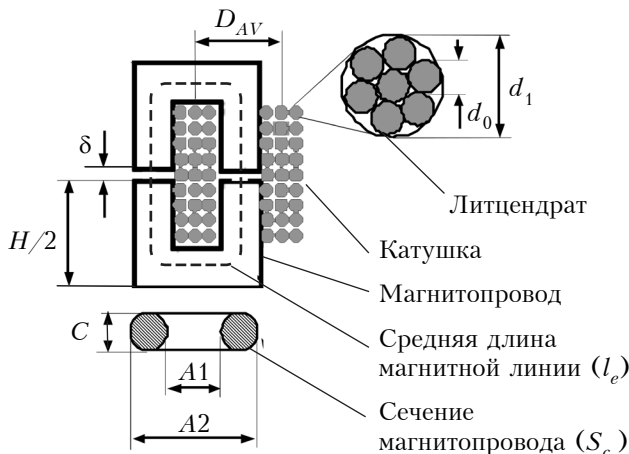


Рис. 2. Конструкция накопительной катушки индуктивности

Для пропорционального изменения геометрических размеров магнитопровода, например, через параметр $A1$ введены следующие соотношения:

$$C = (A2 - A1) / 2, \quad (2)$$

$$K1 = A2 / A1, \quad (3)$$

$$K2 = H / C, \quad (4)$$

где $A1$ — ширина окна магнитопровода;

$C, A2, H$ — диаметр, ширина и высота магнитопровода соответственно.

Необходимое значение размера $A1$ определяется из условия ненасыщения магнитопровода при максимальном заполнении окна магнитопровода медью:

$$A1 = \left[\frac{32 D U_d K_{nd} S_g}{\pi \Delta B f K2 (K1 - 1)^3} \right]^{1/4}, \quad (5)$$

где D — коэффициент заполнения импульсов управления;

U_d — напряжение питания;

K_{nd} — коэффициент неплотности намотки;

S_g — площадь сечения литцендрата;

$f, \Delta B$ — частота и величина изменения магнитной индукции, для которых ведется расчет мощности потерь.

С учетом выражений (2) — (5) количество витков в обмотке катушки индуктивности определяется как

$$W = \left[\frac{8 D U_d K2}{\pi \Delta B f K_{nd} S_g (K1 - 1)} \right]^{1/2}. \quad (6)$$

Необходимый размер воздушного зазора δ , при котором обеспечивается требуемое значение индуктивности НКИ L при заданных параметрах магнитопровода, можно определить из выражения [4, с. 86]

$$\delta = \frac{S_c W^2 \mu_0}{L} - \frac{l_e}{\mu}, \quad (7)$$

где S_c — площадь сечения магнитопровода;

μ_0, μ — магнитная проницаемость вакуума и материала магнитопровода соответственно;

l_e — длина средней магнитной линии.

Введение воздушного зазора в магнитопровод приводит к искривлению магнитного потока [4, с. 86], и тогда с учетом коэффициента краевой магнитной индукции F , который вычисляется по формуле

$$F = 1 + \frac{\delta}{\sqrt{S_c}} \ln \frac{2(H - 2C)}{\delta} \quad (8)$$

число витков в обмотке можно пересчитать, используя выражение

$$W = \left[L \left(\delta + \frac{l_e}{\mu} \right) / (S_c \mu_0 F) \right]^{1/2}. \quad (9)$$

В схеме замещения катушки индуктивности на рис. 3 резистор R_0 соответствует мощности потерь в магнитопроводе P_{core} , резисторы $R_{c(AC)}$

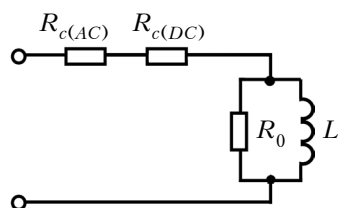


Рис. 3. Схема замещения катушки индуктивности

и $R_{c(DC)}$ — мощностям потерь в обмотке $P_{c(AC)}$ и $P_{c(DC)}$, зависящим, соответственно, от переменной и постоянной составляющих тока. Общая мощность потерь в НКИ будет равна их сумме:

$$P_L = P_{core} + P_{c(DC)} + P_{c(AC)}. \quad (10)$$

Мощность потерь в магнитопроводе можно определить из выражения [5]

$$P_{core} = P_0 V_{core} (f/f_n)^\alpha (\Delta B/B_n)^\beta, \quad (11)$$

где P_0 — удельная мощность потерь в материале магнитопровода при частоте f_n и индукции B_n (значения f_n и B_n — нормированные);

V_{core} — объем магнитопровода, $V_{core} = S_c(l_e - \delta)$;

α, β — коэффициенты, характеризующие свойства материала магнитопровода.

Величина изменения магнитной индукции в магнитопроводе для режима непрерывного тока с учетом коэффициента пульсации тока в НКИ [6] определяется выражением

$$\Delta B = 2B_m K_{RL} / (1 + K_{RL}), \quad (12)$$

где B_m — максимальная магнитная индукция в магнитопроводе из условия ненасыщения, $B_m = (0,5 \dots 0,75) B_{sat}$;

B_{sat} — магнитная индукция насыщения.

Для граничного режима и режима прерывистого тока $\Delta B = B_m$ [5].

С повышением частоты из-за скин-эффекта и эффекта близости в обмотке НКИ увеличивается мощность потерь, уменьшить которую можно, применяя литцендрат. Необходимую площадь сечения литцендрата для заданной плотности тока j находим как

$$S_1 = I_{LAV} / j. \quad (13)$$

Площадь сечения единичной жилы литцендрата находится с учетом толщины скин-слоя δ_i :

$$S_0 = \pi \delta_i^2. \quad (14)$$

Толщина скин-слоя, в свою очередь, зависит от частоты, удельного сопротивления материала проводника (меди) ρ и его магнитной проницаемости μ_r :

$$\delta_i = [\rho / (\pi f \mu_0 \mu_r)]^{1/2}. \quad (15)$$

Количество жил в литцендрате может быть найдено из выражения

$$N_S = S_1 / S_0. \quad (16)$$

Сопротивление постоянному току в литцендрате можно определить из выражения [7]

$$R_{c(DC)} = \frac{7a D_{AV} W \cdot 10^{-8}}{N_S d_0^2}, \quad (17)$$

где a — коэффициент, учитывающий удлинение жилы за счет скрутки;

$d_0 = 2\delta_i$ — диаметр единичной жилы.

Сопротивление переменному току в литцендрате можно определить из выражения [7]

$$R_{c(AC)} = R_{c(DC)} \left(F(z) + \left(\frac{e}{d_1^2} + \left(\frac{kW}{2D_c} \right)^2 \right) \times \right. \\ \left. \times d_0^2 N_S^2 G(z) \right), \quad (18)$$

где $F(z), G(z)$ — коэффициенты, учитывающие скин-эффект и эффект близости;

e — коэффициент, зависящий от количества жил в кабеле, $e = 1,55 - 2$;

k — коэффициент, зависящий от длины и среднего диаметра D_{AV} катушки;

D_c — наружный диаметр катушки;

d_1 — диаметр литцендрата.

Значения коэффициентов $F(z)$ и $G(z)$ выражаются через функции Бесселя при помощи вспомогательной переменной z и определяются из справочных таблиц [7]. Значение z можно вычислить по формуле

$$z = 0,5 d_0 \sqrt{2\pi f \mu_a \sigma}, \quad (19)$$

где μ_a — абсолютная магнитная проницаемость материала проводника;

σ — удельная проводимость проводника.

Мощность потерь в литцендрате при постоянном и при переменном токе определяется из выражений

$$P_{c(DC)} = I_{LAV}^2 R_{c(DC)}, \quad (20)$$

$$P_{c(AC)} = I_{LRMS}^2 R_{c(AC)}, \quad (21)$$

где I_{LRMS} — среднеквадратичное значение тока, протекающего через НКИ, которое определяется из выражения

$$I_{LRMS} = \begin{cases} I_{LAV} \sqrt{(K_{RL}^2 + 3)/3} & \text{при } K_{RL} = [0 \dots 1], \\ I_{LAV} \sqrt{4K_{RL}/3} & \text{при } K_{RL} = [1 \dots \infty]. \end{cases} \quad (22)$$

Массу катушки индуктивности можно определить из выражения

$$m_L = V_{core} \rho_{core} + S_1 l \rho_c, \quad (23)$$

где ρ_c, ρ_{core} — плотность материала проводника и материала магнитопровода соответственно; l — длина литцендрата.

Мощность потерь и масса конденсаторов

При проведении анализа принимаем, что пульсации входного (ΔU_d) и выходного (ΔU_o) напряжений постоянны.

Значения емкости входного (C_{f1}) и выходного (C_{f2}) фильтров могут быть определены из выражений

$$C_{f1} = \begin{cases} \frac{I_{LAV} D^2}{f \Delta U_d} & \text{при } K_{RL} = [0...1], \\ \frac{I_{LAV} D^2 K_{RL}}{f \Delta U_d} & \text{при } K_{RL} = [1... \infty], \end{cases} \quad (24)$$

$$C_{f2} = \frac{2I_{LAV} K_{RL}}{\sqrt{6} \pi f \Delta U_o}. \quad (25)$$

Изменение емкости фильтрующих конденсаторов происходит за счет параллельного подключения конденсаторов с нормированными значениями емкости C_n , сопротивления R_{Sn} , R_{Dn} и массы m_n , взятыми из технической документации. В схеме замещения конденсатора на **рис. 4** сопротивление R_{Dn} соответствует потерям в диэлектрике, а сопротивление R_{Sn} — потерям в выводах и обкладках конденсатора.

Количество параллельно соединенных конденсаторов для входного (k_1) и выходного (k_2)

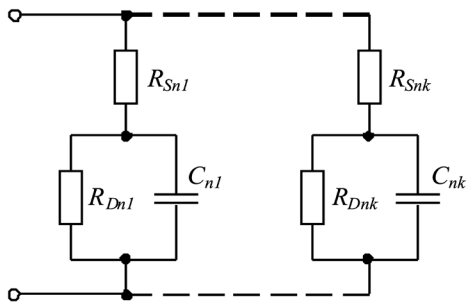


Рис. 4. Схема замещения конденсатора

фильтров определяется из выражений

$$k_1 = C_{f1}/C_n; \quad (26)$$

$$k_2 = C_{f2}/C_n. \quad (27)$$

Значения сопротивлений R_{S1} и R_{S2} можно определить по формулам

$$R_{S1} = R_{Sn}/k_1; \quad (28)$$

$$R_{S2} = R_{Sn}/k_2. \quad (29)$$

Мощность потерь во входном и выходном конденсаторах можно определить как сумму диэлектрических (P_D) и резистивных (P_R) потерь в них:

$$P_C = P_D + P_R. \quad (30)$$

Диэлектрические и резистивные потери во входном (P_{D1} и P_{R1}) и выходном (P_{D2} и P_{R2}) конденсаторах можно определить из выражений

$$P_{D1} = \Delta U_d^2 / R_D = \Delta U_d^2 \pi f C_{f1} \operatorname{tg} \delta; \quad (31)$$

$$P_{D2} = \Delta U_o^2 / R_D = \Delta U_o^2 \pi f C_{f2} \operatorname{tg} \delta; \quad (32)$$

$$P_{R1} = I_{Cf1 \text{ RMS}}^2 R_{S1}; \quad (33)$$

$$P_{R2} = I_{Cf2 \text{ RMS}}^2 R_{S2}, \quad (34)$$

где $\operatorname{tg} \delta$ — коэффициент рассеяния в диэлектрике;

$I_{Cf1 \text{ RMS}}$, $I_{Cf2 \text{ RMS}}$ — среднеквадратические значения тока входного и выходного конденсаторов соответственно.

Значение $I_{Cf1 \text{ RMS}}$ можно определить из выражения [3]

$$I_{Cf1 \text{ RMS}} = \begin{cases} I_{LAV} \sqrt{\frac{D K_{RL}^2 + 3}{3}} & \text{при } K_{RL} = [0...1], \\ I_{LAV} K_{RL} \sqrt{4D/3} & \text{при } K_{RL} = [1... \infty]. \end{cases} \quad (35)$$

Для выходного конденсатора $I_{Cf2 \text{ RMS}} = I_{L \text{ RMS}}$.

Массу входного и выходного конденсаторов можно определить, соответственно, по формулам

$$m_{cf1} = k_1 m_n; \quad (36)$$

$$m_{cf2} = k_2 m_n. \quad (37)$$

Результаты моделирования и их анализ

Расчеты по предложенной методике проводились в математической системе MathCAD. Были приняты следующие исходные параметры: напряжение источника питания $U_d = 600$ В, напряжение нагрузки $U_o = 380$ В и сопротивление нагрузки $R_n = 6$ Ом. Для определения мощности потерь и массы магнитопровода использовались характеристики, взятые из технической документации на материал Kool Mμ фирмы Magnetics [8] с магнитной проницаемостью $\mu = 26$. Для определения мощности потерь и массы катушки использовались параметры литцендрата фирмы New England Wire [9], потерь и массы конденсаторов C_{f1} и C_{f2} — параметры конденсаторов серии E53 фирмы Electronicon [10].

Для удобства проведения анализа полученные результаты были представлены на рисунках в виде изолиний, соединяющих точки с одинаковыми относительными значениями исследуемых параметров в координатах (f, K_{RL}) . Относительные величины получены, соответственно, делением мощности потерь в элементе на мощность нагрузки и массы элемента на максимальную суммарную массу пассивных элементов.

Как видно из **рис. 5**, увеличение частоты приводит к уменьшению потерь в медной обмотке (**рис. 5, а**) и к их возрастанию в магнитопроводе, особенно при $K_{RL} < 1$, т. е. в режиме непрерывного тока (**рис. 5, б**). Поэтому в исследуемом диапазоне изменения K_{RL} основной вклад в общие потери в катушке индуктивности в обла-

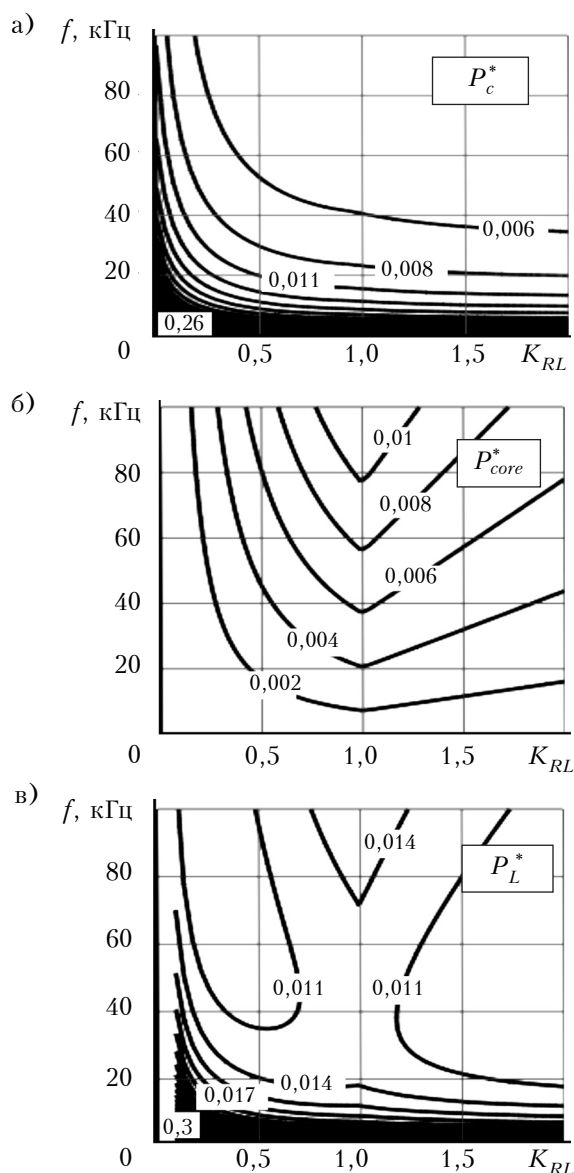


Рис. 5. Изолинии относительных потерь в литцендрате (а), в магнитопроводе (б), а также общих потерь в катушке индуктивности (в)

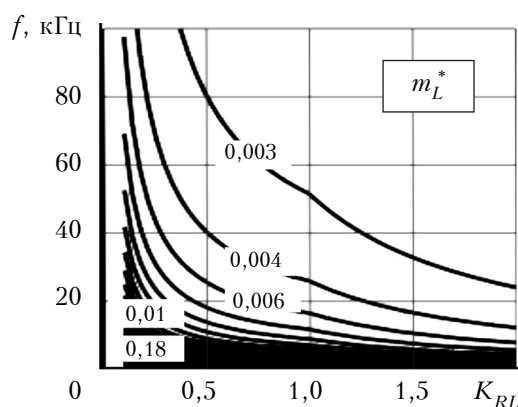


Рис. 6. Изолинии относительной массы катушки индуктивности

сти частот от 1 до 40 кГц вносят потери в медной обмотке, а при частотах от 40 до 100 кГц — потери в магнитопроводе.

Приведенные на рис. 5, в данные показывают, что и в режиме непрерывного ($K_{RL}=0,01-0,7$), и в режиме прерывистого ($K_{RL}=1,2-2$) тока имеются условия, при которых потери в НКИ минимальны.

Что касается массы катушки индуктивности, ее относительная величина нелинейно уменьшается как с ростом частоты, так и при увеличении коэффициента пульсаций (рис. 6).

Относительные потери во входном и выходном конденсаторах с ростом частоты коммутации увеличиваются во всем диапазоне изменения K_{RL} (рис. 7), причем потери во входном конденсаторе C_{f1} увеличиваются более интенсивно в режиме прерывистого тока ($K_{RL}>1$), а в выходном конденсаторе C_{f2} — в режиме непрерывного тока ($K_{RL}<1$).

С повышением частоты коммутации происходит уменьшение относительной массы обоих конденсаторов. Увеличение коэффициента пульсации приводит к уменьшению массы конденсатора C_{f1} , но только при $K_{RL}>1$, и к увеличению массы конденсатора C_{f2} во всем исследуемом диапазоне K_{RL} (рис. 8).

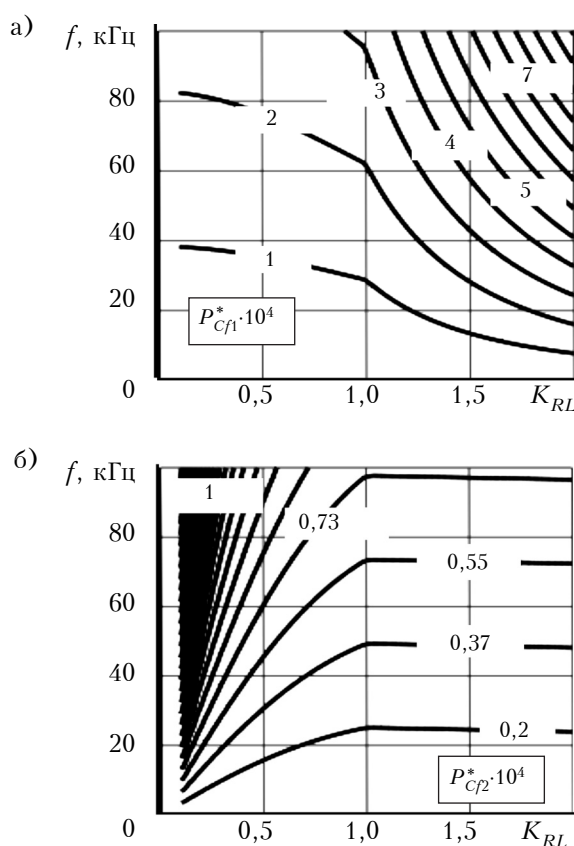


Рис. 7. Изолинии относительной мощности потерь во входном (а) и выходном (б) конденсаторах

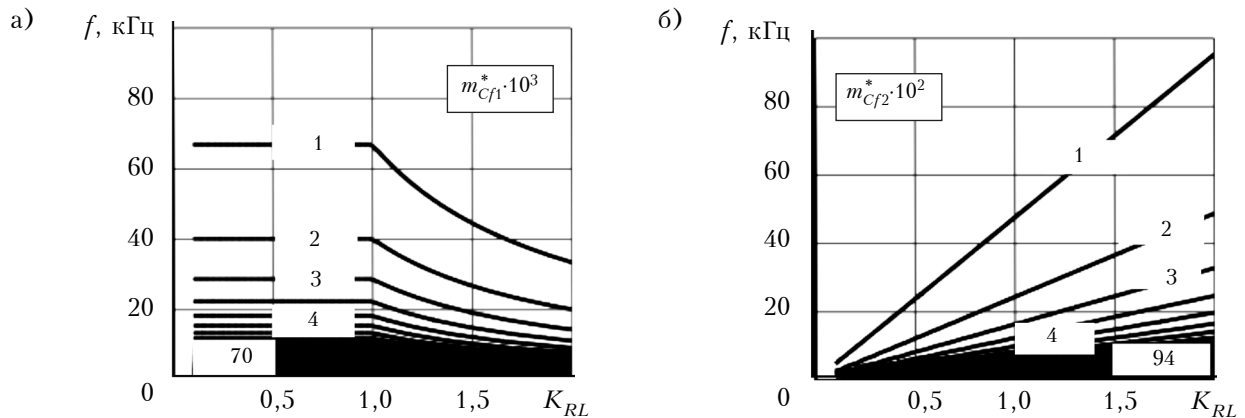


Рис. 8. Изолинии относительной массы входного (а) и выходного (б) конденсаторов

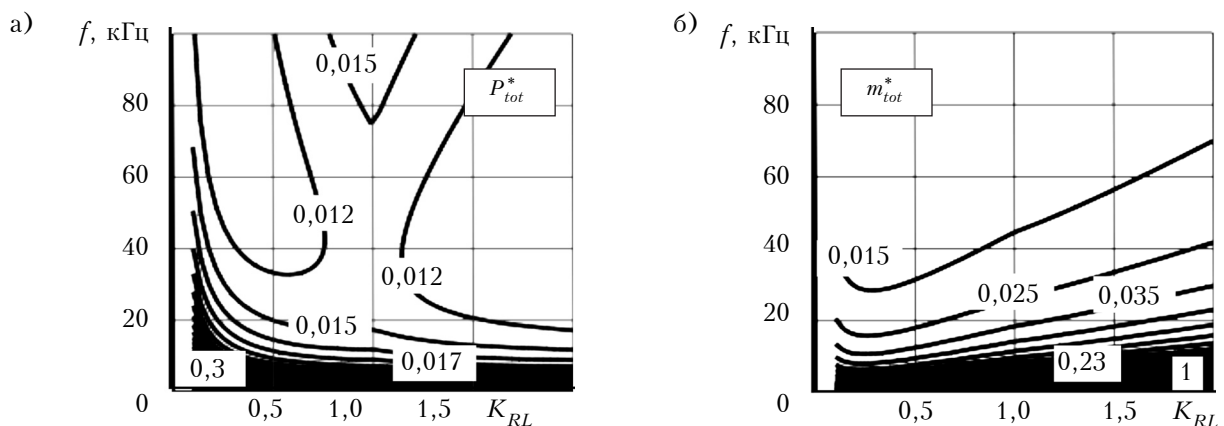


Рис. 9. Изолинии относительных значений суммарных потерь мощности пассивных элементов ИП (а) и их общей массы (б)

Результаты расчета относительных значений суммарных потерь мощности P_{tot}^* пассивных элементов ИП и их общей массы m_{tot}^* приведены на рис. 9. Сопоставляя данные на рис. 9, а и на рис. 5, б, можно сделать вывод, что суммарные потери определяются в основном потерями в накопительной катушке индуктивности.

Общая масса пассивных элементов, как и масса каждого из них в отдельности, с увеличением частоты уменьшается (рис. 9, б). При этом в диапазоне значений K_{RL} от 0 до 0,25 изменение m_{tot}^* определяется изменением массы катушки индуктивности (см. рис. 6). При $K_{RL} > 0,25$ наблюдается увеличение общей массы за счет массы выходного конденсатора C_{p2} (см. рис. 8, б). Масса же входного конденсатора C_{f1} не оказывает существенного влияния на m_{tot}^* , т. к. при $K_{RL} < 0,25$ она намного меньше массы НКИ, а при $K_{RL} > 0,25$ — намного меньше массы конденсатора C_{p2} .

Выводы

Приведем основные результаты проведенного анализа.

1. Мощность потерь в пассивных элементах импульсных преобразователей определяется в основном потерями в накопительной катушке индуктивности.

2. Минимальные потери в пассивных элементах ИП можно получить как в режиме непрерывного, так и в режиме прерывистого тока при определенном сочетании значений частоты коммутации и коэффициента пульсации.

3. При работе ИП в граничном режиме ($K_{RL}=1$) наблюдается увеличение мощности потерь в пассивных элементах в диапазоне частот от 25 до 100 кГц за счет потерь в магнитопроводе.

4. Увеличение частоты приводит к снижению суммарной массы пассивных элементов. Для фиксированной частоты минимум суммарной массы пассивных элементов достигается в области значений коэффициента $K_{RL} = 0,25$.

Таким образом, разработанный метод позволяет определять значения коэффициента пульсации и частоты коммутации, обеспечивающие оптимизацию импульсных преобразователей по энергетическим и массогабаритным показателям.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — Москва: Энергоатомиздат, 1986. [Moin V. S. Stabilizirovannye tranzistornye preobrazovateli. Moskva: Energoatomizdat, 1986]

2. Северис Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. — Москва: Энергоатомиздат, 1988. [Severns R.,

Blum G. Impul'snye preobrazovateli postoyannogo napryazheniya dlya sistem vtorichnogo elektropitaniya. Moskva: Energoatomizdat, 1988]

3. Afanasyev O. M., Shcherba A. A. Method for determining energy losses in switched-mode converter power switches depending on storage inductor current modes // XXXIII International Scientific Conf. «Electronics and Nanotechnology». — Ukraine, Kyiv. — 2013. — P. 339–343.

4. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. — Москва: Техносфера, 2005. [Meleshin V. I. Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika. Moskva: Tekhnosfera, 2005]

5. Руденко Т. В., Руденко Ю. В. Оценка потерь энергии в магнитопроводе дросселя в импульсном стабилизаторе напряжения // Электроника и связь. — 2010. — № 1. — С. 89–91. [Rudenko T. V., Rudenko Yu. V. // Elektronika i svyaz'. 2010. N 1. P. 89]

6. Афанасьев А. М., Еремина А. В. Зависимость энергетических показателей силовых ключей импульсных преобразователей от коэффициента пульсации тока // Сборник научных трудов ДонГТУ. — 2012. — № 38. — С. 284–289. [Afanas'ev A. M., Eremina A. V. // Sbornik nauchnykh trudov DonGTU. 2012. N 38. P. 284]

7. Волгов В. А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. — Москва: Энергия, 1977. [Volgov V. A. Detali i uzly radioelektronnoi apparatury. Moskva: Energiya, 1977]

8. <http://www.mag-inc.com>

9. <http://www.litzwire.com>

10. <http://www.electronicon.com>

Дата поступления рукописи
в редакцию 03.07 2013 г.

Afanasyev A. M., Eremina A. V. **Determination of power and weight-and-size parameters of passive components of pulsed converters.**

Keywords: pulsed converter, passive components, power loss, mass and dimensions, current ripple factor, switching frequency.

The paper presents a method for calculating the loss power and weight of passive elements of pulsed converters (PC) depending on the coefficient of the current ripple in the storage inductor and the frequency of switching. The method allows to optimize power and weight-and-size parameters, as well as the PC modes. The curves obtained using the proposed method are presented. The analysis of these curves allows to determine the conditions for minimum loss power and weight of passive components of PCs.

Ukraine, Alchevsk, Donbass State Technical University.

Афанасьєв О. М., Єрьоміна А. В. **Визначення енергетичних і масогабаритних показників пасивних елементів імпульсних перетворювачів.**

Ключові слова: імпульсний перетворювач, пасивні елементи, потужність втрат, масогабаритні показники, коефіцієнт пульсації струму, частота комутації.

Запропоновано метод розрахунку потужності втрат і маси пасивних елементів імпульсних перетворювачів (ІП) залежно від коефіцієнта пульсації струму в накопичувальній котушці індуктивності і від частоти комутації. Метод дозволяє проводити оптимізацію енергетичних і масогабаритних показників, а також режимів роботи ІП. Наведено графічні залежності, отримані при використанні запропонованого методу, аналіз яких дозволив визначити умови для отримання мінімальної потужності втрат і маси пасивних елементів ВП.

Україна, м. Алчевськ, Донбаський державний технічний університет.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Многoproцессорные системы на одном кристалле. Разработка аппаратных средств и интеграция инструментов / Под ред. М. Хюбнера, Ю. Бекера. — Москва: Техносфера, 2012.

Книга представляет собой новейший обзор по системному проектированию с использованием архитектур многoproцессорных систем на одном кристалле (multiprocessor system-on-chip, MPSoC). В данном издании рассматриваются такие ключевые вопросы, как интеграция реконфигурируемого аппаратного обеспечения, физическое проектирование многoproцессорных систем, разработка инструментов и приложений.

