

6. Сканави Г. И. Физика диэлектриков (область сильных полей).— М.: Гос. изд. физ.- мат. лит.-ры, 1958.
7. Бонг-Бруевич В. Л., Зягин И. П., Миронов А. Г. Доменная электрическая неустойчивость в полупроводниках.— М.: Наука, 1972.
8. Кауш Г. Разрушение полимеров: Пер. с англ.— М.: Мир, 1981.
9. Черемской П. Г., Слезов В. В., Бетехтин В. И. Поры в твердом теле.— М.: Энергоатомиздат, 1990.
10. Crine J.-P., Pappal J.-L., Dang C. A new approach to the electric ageing of dielectrics.— Conf. Elec. Insul. Diel. Phenom., Leesburg, Oct. 29 – Nov. 1, 1989, Annu. Rep., N. Y., 1989.
11. Ларина Э. Т., Шувалов М. Ю. Электрическое старение и электрический тринг кабельной изоляции.— Тр. ВНИИ КП, 1991.
12. Глейзер С. Е., Образцов Ю. В., Пешков И. Б. Электрическая прочность изоляции маслонаполненных кабелей при эксплуатационных воздействиях.— Электротехника, 1986, № 5.
13. Хорстхемке В., Лефевр Р. Индуцированные шумом переходы. Пер. с англ.— М.: Мир, 1987.
14. Николлис Г., Пригожин И. Самоорганизация в неравновесных системах / Пер. с англ.— М.: Мир, 1979.
15. Пригожин И. От существующего к возникающему: Пер. с англ.— М.: Наука, 1985.
16. Пригожин И. Философия нестабильности.— Вопросы философии, 1991, № 6.
17. Эбелинг В. Образование структур при необратимых процессах: Пер. с англ.— М.: Мир, 1979.
18. Горение среды в виде сложных структур / А. А. Самарский, Г. Г. Еленин, Н. В. Змитренко и др.— Докл. АН СССР, 1977, т. 237, № 6.
19. Ван дер Зил А. Шум.— М.: Советское радио, 1973.
20. Гардинер К. В. Стохастические методы в естественных науках.— М.: Мир, 1986.
21. Hozumi N., Okamoto T. Simultaneous measurement of microscopic image and discharge pulses at the moment of electrical tree initiation.— Conf. Elec. Insul. and Dielec. Phenom., Tokyo, Oct. 25–27, 1987, Annu. Rep., N. Y., 1987.
22. Mitsui T., Kobayashi T. Morphological study of treeing phenomena in PE and XLPE.— Conf. Rec. of IEEE Int. Symp. on Elec. Insul., Montreal, June 11–13, 1984.
23. Wertheimer M., Yelon A. Nucleation of electrical trees in polyethylene.— IEEE Trans, 1987, vol. EI-22, No. 6.
24. Neubert R. Partial discharge inception under variable frequency.— 7-th ISH, Dresden, Germany, August 26–30, 1991, Paper No. 22.06.
25. Джуварлы Ч. М., Вечайзер Г. В., Леонов П. В. Электрический разряд в газовых включениях высоковольтной изоляции.— Баку: Элм, 1984.
26. Климонтович Ю. Л. Турбулентное движение и структура хаоса.— М.: Наука, 1990.
27. Николлис Г. Некоторые аспекты теории флуктуации в неравновесных системах.— В сб. Синергетика: Пер с англ. / Под ред. Б. Б. Кадомцева.— М.: Мир, 1984.

[05.08.92]

*А в т о р: Шувалов Михаил Юрьевич окончил электромеханический факультет Московского энергетического института в 1980 г. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию, посвященную вопросам кабелей высокого напряжения постоянного тока. Работает во Всероссийском научно-исследовательском институте кабельной промышленности.*

## Резонансные транзисторные преобразователи напряжения с подключением нагрузки к конденсатору контура

МАКАРОВ В. В., МЕЛЕШИН В. И.,  
ЯКУШЕВ В. А.

Резонансные транзисторные преобразователи напряжения в последнее время привлекают пристальное внимание исследователей своими достоинствами по сравнению с преобразователями, использующими ШИМ-управление: возможность использования высоких рабочих частот и связанное с этим уменьшение массы и объема; высокая надежность работы силовых ключей, обусловленная низкими динамическими потерями; малый уровень

электромагнитных помех. Резонансные преобразователи с последовательным резонансным контуром подразделяются на устройства с последовательным подключением нагрузки к контуру и с подключением нагрузки к конденсатору контура [1]. Здесь под нагрузкой понимается силовой трансформатор с выпрямителями, сглаживающими фильтрами и нагрузками потребителя.

Ниже рассматриваются преобразователи с под-

ключением нагрузки к конденсатору контура, которые в силу ряда причин выгодно использовать при частоте коммутаций ( $f_k$ ), не меньшей резонансной частоты контура ( $f_0$ ). При  $f_k < f_0$  предъявляются жесткие требования к быстродействию диодов, шунтирующих силовые ключи, имеют место значительные потери при включении, возрастает уровень электромагнитных помех.

Резонансный контур, состоящий из элементов  $L$ ,  $C$  с подключенным каналом нагрузки, показан на рис. 1, где  $u_k$  — мгновенное напряжение, подводимое к контуру. Подключение контура может быть произведено: к диагонали моста на силовых ключах или к диагонали полумоста с делителем из конденсаторов большой емкости; к крайним выводам промежуточного трансформатора со средней точкой в двухтактном каскаде. Кроме того, возможно подключение двухобмоточного дросселя контура к двухтактному каскаду с выполнением первичной обмотки силового трансформатора со средней точкой. Управляемые ключи в любом случае должны дополняться замыкающими диодами.

Преобразователи рассматриваемого типа в зарубежной литературе называются параллельными резонансными конвертерами (parallel resonant converter), их анализу посвящено несколько работ [2–4]. Однако в известных публикациях остается нерешенным ряд вопросов, существенных как с точки зрения теории, так и проектирования преобразователей.

При работе в диапазоне  $f_k \geq f_0$  может иметь место один из возможных режимов преобразователя — двухинтервальный режим (ДР) или трехинтервальный (ТР), названия которых связаны с математическим описанием его работы.

Необходимые для проектирования преобразователя результаты могут быть получены как с помощью точных, так и приближенных методов анализа, погрешность последнего необходимо оценить.

Анализ работы преобразователя проведем при следующих допущениях:

элементы схемы, показанные на рис. 1, а также силовые ключи и замыкающие диоды не имеют потерь и паразитных параметров;

ток в индуктивности  $L_\phi$  сглаживающего фильтра имеет пренебрежимо малые пульсации.

### 1. Точный анализ двухинтервального режима.

Временные диаграммы напряжений на входе контура, на конденсаторе, а также тока в дросселе по-

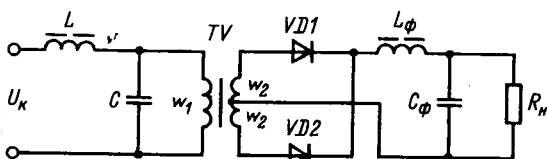


Рис. 1. Резонансный LC-контур с подключенной нагрузкой

казаны на рис. 2. Там же показан приведенный к первичной обмотке ток нагрузки  $i_{н.п}$ . По оси абсцисс на рис. 2 отложен угол  $\omega_0 t$ , где  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  — резонансная частота контура.

Переход тока  $i_{н.п}$  через нуль обусловлен переключением диодов  $VD1$ ,  $VD2$  и совпадает с моментом изменения знака напряжения  $u_C$  на конденсаторе контура (угол  $\alpha$  на рис. 2).

Мгновенное напряжение на конденсаторе и ток в дросселе в первом и втором интервалах в относительном виде записываются следующим образом:

$$\frac{u_{C1}(\omega_0 t)}{U_{Hn}} = \frac{1}{U_{Hn}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} \left\{ \left[ q \cos \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] - \sin \frac{\pi}{2\mu} \right] \sin \omega_0 t + \left[ q \sin \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu} \right] \cos \omega_0 t \right\}; \quad (1)$$

$$\frac{i_{L1}(\omega_0 t)}{I_{Hn}} = -1 + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} \left\{ \left[ \frac{\cos \frac{\pi}{2\mu}}{U_{Hn} q} - \sin \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] \right] \sin \omega_0 t + \left[ \frac{\sin \frac{\pi}{2\mu}}{U_{Hn} q} + \cos \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] \right] \cos \omega_0 t \right\}$$

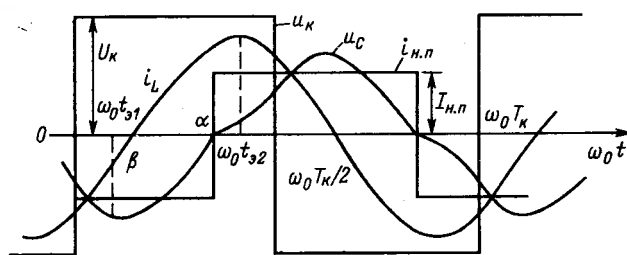


Рис. 2. Временные диаграммы процессов в двухинтервальном режиме работы

$$+ \cos \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] \cos \omega_0 t' \}; \quad (2)$$

$$\frac{u_{C2}(\omega_0 t')}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{нн}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} \left\{ \left[ \frac{-\sin \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right]}{U_{нн}} - \right. \right. \\ \left. \left. - q \cos \frac{\pi}{2\mu} \right] \sin \omega_0 t' + \left[ -\frac{\cos \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right]}{U_{нн}} + \right. \right. \\ \left. \left. + q \sin \frac{\pi}{2\mu} \right] \cos \omega_0 t' \right\}; \quad (3)$$

$$\frac{i_{L2}(\omega_0 t')}{I_{н.п}} = 1 + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} \left\{ \left[ \frac{\cos \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right]}{U_{нн} q} - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin \frac{\pi}{2\mu} \right] \sin \omega_0 t' + \left[ \frac{\sin \left[ \alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right]}{U_{нн} q} - \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \frac{\pi}{2\mu} \right] \cos \omega_0 t' \right\}. \quad (4)$$

В соотношениях (1) – (4) приняты следующие обозначения:  $u_{C1}$ ,  $i_{L1}$ ,  $u_{C2}$ ,  $i_{L2}$  – напряжение и ток в первом (индекс 1) и во втором (индекс 2) интервалах;  $\omega_0 t$  – угол в первом интервале ( $0 \leq \omega_0 t \leq \alpha$ );  $\omega_0 t'$  – угол во втором интервале ( $0 \leq \omega_0 t' \leq \leq \omega_0 T_K/2 - \alpha$ );  $U_{н.п} = U_{вых}/n$  – приведенное к первичной обмотке трансформатора выходное напряжение ( $n = W_2/W_1$  – коэффициент трансформации);  $I_{н.п} = nI_n$  – приведенный к первичной обмотке трансформатора ток нагрузки;  $U_{нн} =$

$= U_{н.п}/U_K = \frac{U_{н.п}}{KU_{вх}}$  – нормированное приведенное

выходное напряжение ( $U_K$  – амплитуда напряжения на входе контура;  $K$  – коэффициент, учитывающий структуру выходного каскада преобразователя и равный: единице при мостовой схеме, полумостовой с двумя источниками напряжения постоянного тока и двухтактной с двумя обмотками резонансного дросселя; двум при двухтактной схеме с промежуточным трансформатором);  $\mu =$

$= f_K/f_0$  – относительная частота;  $q = \sqrt{L/C/R_{н.п}}$  – параметр, характеризующий нагрузку на преобразователь ( $R_{н.п} = R_n/n^2$  – приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузки).

Параметры  $U_{нн}$  и  $\alpha$  в выражениях (1) – (4) определяются из системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \cos \left[ \alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu} &= U_{нн} q \sin \frac{\pi}{2\mu}; \\ 1 - 2\alpha \frac{\mu}{\pi} + 2 \frac{\mu}{\pi} \frac{\sin \left[ \alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right]}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} &= U_{нн}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В (5) параметры  $\mu$  и  $q$  считаются известными.

Первое уравнение в (5) получено из условия равенства нулю напряжения  $u_C$  в момент  $\alpha$ , а второе – определением с помощью (1) и (3) приведенного к первичной обмотке трансформатора выходного напряжения.

Исключая в (5)  $U_{нн}$ , получим уравнение относительно угла  $\alpha$ :

$$\left. \begin{aligned} \cos \left[ \alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu} - q \sin \frac{\pi}{2\mu} \left[ 1 - 2\alpha \frac{\mu}{\pi} \right] - \\ - 2 \frac{\mu}{\pi} q \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} \sin \left[ \alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right] &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Значение  $U_{нн}$  находится после подстановки  $\alpha$  в любое из уравнений (5).

Таким образом, решение (5) позволяет определить регулировочную характеристику преобразователя – зависимость выходного напряжения от частоты коммутации при заданной нагрузке. В относительных единицах регулировочная характеристика представляет зависимость  $U_{нн}$  от  $\mu$  при заданном значении параметра  $q$ .

Поскольку  $\alpha$  и  $U_{нн}$  теперь известны, можно с помощью (1) – (4) найти необходимые для проектирования параметры работы элементов. Прак-

тически важной является работа преобразователя в режиме стабилизации выходного напряжения. Поэтому удобно все токовые параметры отнести к приведенному току нагрузки  $I_{н.п}$ , все напряжения — к приведенному напряжению  $U_{н.п}$ , а все мощности — к мощности в нагрузке ( $P_n = U_{\text{вых}} I_n = U_{н.п} I_{н.п}$ ). Это дает возможность проследить за изменением режима работы элементов в зависимости от частоты коммутации и сопротивления нагрузки.

Наибольший интерес представляют следующие параметры:  $U_{C\text{max}} = U_{C\text{max}}/U_{н.п}$  — максимальное напряжение на конденсаторе;  $I_{L\text{max}} = I_{L\text{max}}/I_{н.п}$  — максимальный ток в дросселе (транзисторе);  $I_{Ln} = I_L/I_{н.п}$  — действующий ток в дросселе;  $U_{Ln} = U_L/U_{н.п}$  — действующее напряжение на

дросселе;  $P_{Ln} = P_L/P_n = \frac{I_L}{I_{н.п}} \frac{U_L}{U_{н.п}}$  — мощность в

дросселе;  $U_{Cn} = U_C/U_{н.п}$  — действующее напряжение на конденсаторе;  $I_{Cn} = I_C/I_{н.п}$  — действующий

ток в конденсаторе;  $P_{Cn} = P_C/P_n = \frac{I_C}{I_{н.п}} \frac{U_C}{U_{н.п}}$  —

мощность в конденсаторе;  $I_{\text{Дсрп}} = I_{\text{Дср}}/I_{н.п}$  — средний ток в замыкающем диоде за период коммутации;  $I_{\text{Дп}} = I_{\text{Д}}/I_{н.п}$  — действующий ток в замыкающем диоде за период коммутации;  $I_{Tn} = I_T/I_{н.п}$  — действующий ток в транзисторе за период коммутации;  $I_{\text{Твыклп}}$  — ток в транзисторе в момент его выключения.

Для определения максимального напряжения на конденсаторе после определения производной  $u'_{C1}(\omega_0 t)$  и приравнивания ее нулю, полученное значение угла, соответствующее экстремуму ( $\omega_0 t_{31}$ , рис. 2), подставляется в (1).

Максимальный ток через дроссель (транзистор) определяется с помощью угла  $\omega_0 t_{32}$  (рис. 2), найденного из уравнения, полученного дифференцированием (4). Если вычисленное значение  $\omega_0 t_{32}$  больше значения  $(\pi/\mu - \alpha)$ , ток  $I_{L\text{max}}$  определяется на границе первого и второго интервалов.

Для определения токов  $I_{\text{Дсрп}}$  и  $I_{\text{Дп}}$  необходимо предварительно найти угол  $\beta$  (рис. 2) перехода тока  $i_L$  через нуль из (2).

Действующий ток в транзисторе определяется через действующие токи в дросселе и диоде:

$$I_{Tn} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{I_{Ln}^2 - 2I_{\text{Дп}}^2}. \quad (7)$$

**Резонанс в двухинтервальном режиме.** Соотношения, характеризующие работу элементов и получаемые из выражений (1) — (4), нельзя использовать для важного случая работы, когда частота коммутации совпадает с частотой резонанса контура ( $\mu = 1$ ).

Выражение для мгновенных значений напряжения  $u_C$  и тока  $i_L$  при резонансе можно получить, предварительно определив пределы уравнений системы (5) при  $\mu \rightarrow 1$ .

Из второго уравнения этой системы имеем при  $\mu \rightarrow 1$ :

$$\alpha = \pi/2.$$

Первое уравнение системы (5) приводится к виду:

$$\sin \alpha = U_{nn} q,$$

откуда получим

$$U_{nn} q = 1. \quad (8)$$

Из второго уравнения системы (5) следует:

$$\lim_{\mu \rightarrow 1} \frac{\sin \left[ \alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right]}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} = \lim_{\mu \rightarrow 1} \frac{U_{nn-1+2\alpha} \frac{\mu}{\pi}}{2\mu/\pi} = -\frac{\pi}{2} U_{nn}.$$

Используя предельные переходы в соотношениях (1) — (4), получаем:

$$\frac{u_{C1}(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = q \left[ 1 - \sin \omega_0 t - \left[ \frac{\pi}{2q} + 1 \right] \cos \omega_0 t \right]; \quad (9)$$

$$\frac{i_{L1}(\omega_0 t)}{I_{н.п}} = -1 + \left[ \frac{\pi}{2q} + 1 \right] \sin \omega_0 t - \cos \omega_0 t; \quad (10)$$

$$\frac{u_{C2}(\omega_0 t')}{U_{н.п}} = q \left[ 1 + \left[ \frac{\pi}{2q} - 1 \right] \sin \omega_0 t' - \cos \omega_0 t' \right]; \quad (11)$$

$$\frac{i_{L2}(\omega_0 t')}{U_{н.п}} = 1 + \sin \omega_0 t' + \left[ \frac{\pi}{2q} - 1 \right] \cos \omega_0 t'. \quad (12)$$

Границу между двух- и трехинтервальным режимами можно определить, дифференцируя (11) и

приравнявая полученное выражение нулю при  $\omega_0 t' = 0$ . В результате получим уравнение:

$$q_{\Gamma} \left[ \frac{\pi}{2q_{\Gamma}} - 1 \right] = 0,$$

откуда  $q_{\Gamma} = \pi/2$ .

Таким образом, при резонансе и  $q < \pi/2$  имеет место двухинтервальный режим, а при  $q > \pi/2$  — трехинтервальный.

Приведем полученные в результате преобразований параметры работы элементов для двухинтервального режима и резонанса:

$$U_{C\max n} = q \left[ \left[ \frac{\pi}{2q} + 1 \right]^2 + 1 - 1 \right]; \quad (13)$$

$$I_{L\max n} = 1 + \sqrt{\left[ \frac{\pi}{2q} - 1 \right]^2 + 1}; \quad (14)$$

$$I_{Ln} = \left[ 2 - 2/\pi + \frac{1}{8} (\pi/q)^2 \right]^{1/2}; \quad (15)$$

$$U_{Ln} = \sqrt{2/\pi} q \left\{ \pi/4 + \frac{\pi}{4} \left[ \left[ \frac{\pi}{2q} \right]^2 + 1 \right] + 1 \right\}^{1/2}; \quad (16)$$

$$U_{Cn} = [q^2 (2 - 6/\pi) + \pi^2/8]^{1/2}; \quad (17)$$

$$I_{Cn} = [1/8(\pi/q)^2 - 2/\pi + 1]^{1/2}; \quad (18)$$

$$I_{Dcpn} = \frac{1}{2\pi} \left[ \beta + \sin \beta - \left[ \frac{\pi}{2q} + 1 \right] (1 - \cos \beta) \right]; \quad (19)$$

$$I_{Dn} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left\{ [1 + 1/2(B^2 + 1)]\beta + 2B(\sin \beta + \right.$$

$$\left. + \cos \beta) + \frac{B}{2} \cos 2\beta - \frac{1}{4} (B^2 - 1) \sin 2\beta - \frac{5}{2} B \right\}^{1/2}, \quad (20)$$

$$\text{где } B = \frac{\pi}{2q} + 1; \beta = 2\arcsin \frac{1}{B}$$

$$\times \sqrt{\left[ \frac{\pi}{2q} + 1 \right]^2 + 1}$$

Действующий ток в транзисторе определяется (7), причем  $I_{Ln}$  и  $I_{Dn}$  рассчитываются по (15) и (20).

$$I_{T\text{выкл}n} = 2. \quad (21)$$

**3. Граничный режим при  $\mu \neq 1$ .** Граничный угол  $\alpha_{\Gamma}$ , соответствующий переходу от двухинтервального режима к трехинтервальному, можно определить из (3), приравняв нулю производную напряжения  $u_{C2}$  при  $\omega_0 t' = 0$ . В результате получим соотношение

$$qU_{nn} = - \frac{\sin \left[ \frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right]}{\cos \frac{\pi}{2\mu}}.$$

Решая полученное уравнение совместно с первым уравнением системы (5), определим угол  $\alpha_{\Gamma}$ :

$$\alpha_{\Gamma} = \arccos \left[ \cos^2 \frac{\pi}{2\mu} \right]. \quad (22)$$

Из (6) выразим граничное значение  $q$  при  $\alpha = \alpha_{\Gamma}$ :

$$q_{\Gamma} = \frac{\cos \left[ \alpha_{\Gamma} - \frac{\pi}{2\mu} \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu}}{\left[ 1 - \alpha_{\Gamma} \frac{2\mu}{\pi} \right] \sin \frac{\pi}{2\mu} + \frac{2\mu}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} \sin \left[ \alpha_{\Gamma} - \frac{\pi}{2\mu} \right]}. \quad (23)$$

Для известных значений  $\mu$  из (23) с учетом (22) определяется  $q_{\Gamma}$ . При  $q > q_{\Gamma}$  имеет место трехинтервальный режим.

#### 4. Точный анализ трехинтервального режима.

В этом режиме напряжение на конденсаторе имеет нулевую паузу (рис. 3), длительность которой в угловых единицах обозначена  $\gamma$ . В интервале от  $\alpha$  до  $\alpha + \gamma$  оба выходных диода  $VD1$  и  $VD2$  (рис. 1) открыты, напряжения на обмотках трансформатора равны нулю, ток в дросселе линейно нарастает.

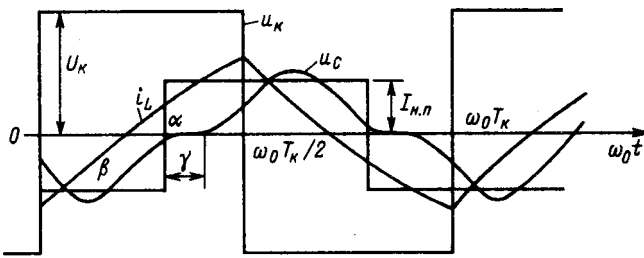


Рис. 3. Временные диаграммы процессов в трехинтервальном режиме работы

При достижении этим током значения  $I_{н.п}$  запирается один из выходных диодов, а разность токов  $i_L - I_{н.п}$  начинает заряжать конденсатор контура.

Трем интервалам за время полупериода коммутирующего напряжения соответствуют три схемы замещения, на основе которых составляются системы дифференциальных уравнений. Учет граничных условий на концах интервалов и условия симметрии в периодическом режиме позволяют записать выражения для мгновенных значений напряжения  $u_C$  и тока  $i_L$  для всех трех интервалов. В относительной форме напряжение  $u_C$  и ток  $i_L$  записываются следующим образом:

$$\frac{u_{C1}(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{нн}} [1 - \sin \zeta \sin \omega_0 t - (2 + \cos \zeta) \cos \omega_0 t]; \quad (24)$$

$$\frac{i_{L1}(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = -1 + \frac{1}{U_{ннq}} (2 - \cos \zeta) \sin \omega_0 t - \frac{\sin \zeta}{U_{ннq}} \cos \omega_0 t; \quad (25)$$

$$\frac{u_{C2}(\omega_0 t')}{U_{н.п}} = 0; \quad (26)$$

$$\frac{i_{L2}(\omega_0 t')}{I_{н.п}} = -1 + \frac{2 \sin \alpha}{U_{ннq}} - \frac{\sin(\pi/\mu - \gamma)}{U_{ннq}} + \frac{\omega_0 t'}{U_{ннq}}; \quad (27)$$

$$\frac{u_{C3}(\omega_0 t'')}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{нн}} (1 - \cos \omega_0 t''); \quad (28)$$

$$\frac{i_{L3}(\omega_0 t'')}{U_{н.п}} = 1 + \frac{1}{U_{ннq}} \sin \omega_0 t''. \quad (29)$$

Цифровые индексы в (24) – (29) обозначают номер интервала. Углы  $\omega_0 t$ ,  $\omega_0 t'$  и  $\omega_0 t''$  соответствуют первому, второму и третьему интервалам. В (24) и (25) обозначено:  $\zeta = \pi/\mu - \alpha - \gamma$ .

В (24) – (29) параметры  $\alpha$ ,  $\gamma$  и  $U_{нн}$  должны быть предварительно определены. Для этого необходимо решить систему из трех уравнений относительно этих переменных:

$$\left. \begin{aligned} 2 \cos \alpha - 1 &= \cos(\pi/\mu - \gamma); \\ \gamma - \sin(\pi/\mu - \gamma) &= 2(U_{ннq} - \sin \alpha); \\ \pi/\mu - 2\alpha + 2 \sin \alpha - \gamma - \sin(\pi/\mu - \gamma) &= -\frac{\pi}{\mu} U_{нн}. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Первое уравнение (30) получено из условия равенства нулю напряжения  $u_{C1}(\omega_0 t)$  в момент  $\alpha$ , второе – приравниванием тока  $i_{L2}(\omega_0 t')$  значению  $I_{н.п}$  в момент  $\omega_0 t' = \gamma$ , третье – из условия равенства среднего выпрямленного напряжения на конденсаторе приведенному выходному напряжению. Решение системы (30) проводится численными методами. После нахождения из (30)  $\alpha$ ,  $\gamma$  и  $U_{нн}$  на основе соотношений (24) – (29) определяются параметры работы элементов, перечисленные в разделе 1, для трехинтервального режима работы.

**5. Холостой ход.** Из уравнения для угла  $\alpha$  (6), полагая, что преобразователь работает на холостом ходе (х.х.), т. е. параметр  $q$  равен нулю, имеем:

$$\cos \left[ \alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu} = 0,$$

откуда  $\alpha = \pi/\mu$ .

Таким образом, при х.х. отсутствует второй интервал – напряжение на конденсаторе  $u_C$  меняет знак в момент окончания полупериода коммутации. Из второго уравнения системы (5), учитывая выражение для  $\alpha$  при х.х., получаем:

$$U_{ннх.х} = \frac{2\mu}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} - 1. \quad (31)$$

Из (1), учитывая, что  $q = 0$ , имеем:

$$\frac{u_C(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{ннх.х}} - \frac{1}{U_{ннх.х}} \times \left[ \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right]. \quad (32)$$

Ток в индуктивности при х.х. определяется из (2). В относительной форме этот ток записывается в виде

$$\frac{i_L(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{н.п} q} \left[ \sin \omega_0 t - \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} \cos \omega_0 t \right]. \quad (33)$$

В (32) и (33)  $I_{н.п}$  и  $U_{н.п}$  — выбранный базовый ток нагрузки и соответствующее этому току напряжение;  $q$  — параметр нагрузки, соответствующий  $I_{н.п}$  и  $U_{н.п}$ .

Выражения (32), (33) позволяют определить необходимые параметры работы элементов, указанные в разделе 1. Существенным для х.х. является неограниченное возрастание напряжений на элементах контура и токов через них, а следовательно и токов через полупроводниковые приборы при  $\mu \rightarrow 1$ . По этой причине режим резонанса при одно-временном х.х. является недопустимым.

**6. Анализ приближенным методом.** Приближенный метод анализа основан на предположении о синусоидальности тока, протекающего через дроссель контура. Это означает, что расчет схемы предлагается проводить по первой гармонике напряжения, поступающего на резонансный контур.

Сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке ( $R_{н.п}$ ), необходимо пересчитать, поскольку кривая тока в обмотках трансформатора имеет прямоугольную форму. Результат пересчета сопротивления для первой гармоники приведен в [5]:

$$R_{1н.п} = \frac{\pi^2}{8} R_{н.п}.$$

Амплитуда напряжения первой гармоники  $U_{1m}$ , поступающего на контур, определяется через входное напряжение преобразователя, а круговая частота  $\omega_k$  — через частоту коммутации  $f_k$ :

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} K U_{вх}; \quad \omega_k = 2\pi f_k.$$

Записывая отношение амплитуд первых гармоник напряжения на выходе (конденсаторе  $C$ ) и входе контура и переходя затем к среднему за полупериод коммутации напряжению на выходе, получаем регулировочную характеристику преобразователя:

$$U_{н.п} = \frac{U_{н.п}}{K U_{вх}} = 1 / \left[ \left[ \frac{\pi^2}{8} (1 - \mu^2) \right]^2 + (\mu q)^2 \right]^{1/2}. \quad (34)$$

Амплитуда напряжения на конденсаторе в нормированном виде

$$U_{Cn} = \pi/2. \quad (35)$$

Амплитуда тока через дроссель

$$I_{Lmax} = U_{1m} \frac{(R_{1н.п}^2 + x_C^2)^{1/2}}{[(x_L x_C)^2 + R_{1н.п}^2 (x_L - x_C)^2]^{1/2}},$$

где  $x_L$ ,  $x_C$  — индуктивное и емкостное сопротивления по первой гармонике.

Переходя к относительным величинам, после преобразований получаем:

$$I_{Lmaxn} = \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/q}, \quad (36)$$

где  $A = (\pi^2/8)^2 \mu^2 [(\pi^2/8)^2 + (q/\mu)^2]/q$ .

Действующий ток в дросселе

$$I_{Ln} = \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/(2q)}. \quad (37)$$

Действующее напряжение на дросселе

$$U_L = I_L \omega_k L$$

или в относительных единицах

$$U_{Ln} = \frac{I_L}{I_{н.п}} \mu q = \frac{32}{\pi^3} \mu \sqrt{Aq/2}. \quad (38)$$

Действующее напряжение на конденсаторе

$$U_{Cn} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}. \quad (39)$$

Действующий ток в конденсаторе

$$I_{Cn} = \frac{U_C}{x_C I_{н.п}} = \frac{U_C}{U_{н.п} q} \mu. \quad (40)$$

Мгновенный ток в дросселе при расчете приближенным методом представляется в виде:

$$i_L = I_{Lmax} \sin(\omega_k t + \varphi).$$

Угол  $\varphi$  при использовании относительных параметров записывается как

$$\varphi = -\arctg \left[ \frac{\pi^2 \mu^3 - \mu + (8/\pi^2)^2 q^2 \mu}{8q} \right].$$

Угол перехода через нуль, отсчитываемый от момента  $\omega_0 t = 0$ , равен:

$$\beta = \omega_0 t_\beta = |\varphi|/\mu; \quad (41)$$

$$I_{\text{Дсрн}} = \frac{I_{\text{Lmax}}}{I_{\text{н.п}}} \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} = \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/q} \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi}; \quad (42)$$

$$I_{\text{Дп}} = \frac{I_{\text{Lmax}}}{I_{\text{н.п}}} \frac{\left[ -\varphi + \frac{\sin 2\varphi}{2} \right]^{1/2}}{2\sqrt{\pi}} =$$

$$= \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/q} \frac{\left[ -\varphi + \frac{\sin 2\varphi}{2} \right]^{1/2}}{2\sqrt{\pi}}. \quad (43)$$

Действующий ток в транзисторе определяется из (7) с учетом выражений (37) и (43).

Ток в транзисторе в момент выключения

$$\begin{aligned} \frac{I_{\text{Твыкл}}}{I_{\text{н.п}}} &= \frac{I_{\text{Lmax}}}{I_{\text{н.п}}} \sin(\pi + \varphi) = \\ &= \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/q} \sin(\pi + \varphi). \end{aligned} \quad (44)$$

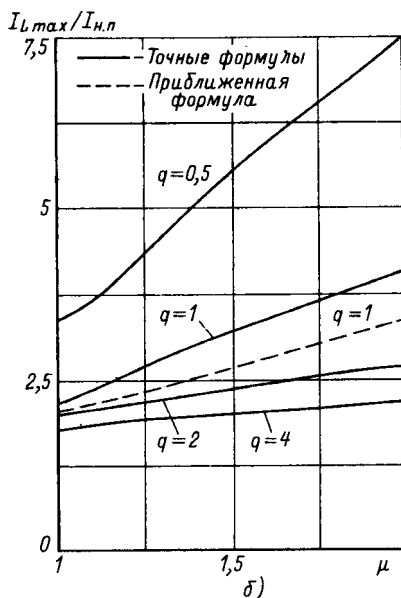
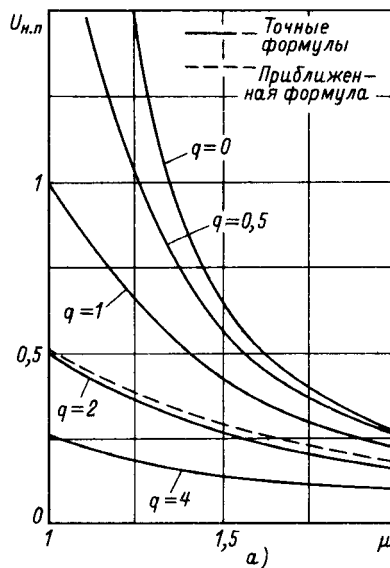


Рис. 4. Регулировочные характеристики преобразователя (а) и зависимость максимального тока в дросселе от параметров  $\mu$  и  $q$  (б)

**7. Результаты анализа.** Удобно представить результаты проведенного анализа графическими зависимостями данного параметра от частоты при различных значениях нагрузки. Представляет также интерес сопоставление результатов точного и приближенного методов анализа.

На рис. 4, а показаны регулировочные характеристики преобразователя, построенные для различных значений параметра  $q$  по точным формулам для двухинтервального и трехинтервального режимов. Кривая, соответствующая х.х. ( $q = 0$ ), действительна и для малых значений  $q$  ( $q \leq 0,1$ ). Приближенные значения  $U_{\text{нп}}$  определялись из (34). Погрешность расчета по приближенной формуле невелика, но возрастает с ростом  $q$  и  $\mu$ : при  $q \geq 6$  и  $\mu > 3$  достигает 15 %.

Зависимость максимального тока в дросселе от параметров  $\mu$  и  $q$  показана на рис. 4, б. Кривые построены по точным формулам для резонанса, ДР и ТР. Приближенные значения определялись из (36), погрешность расчета по этой формуле возрастает с ростом значений  $\mu$  и  $q$ . Приближенные значения  $I_{\text{Lmax}}$  всегда меньше точных. Например, при  $q = \mu = 2$  погрешность расчета по формуле (36) составляет -24 %.

Из рис. 4, б следует, что при малых  $q$  имеет место резкая зависимость  $I_{\text{Lmax}}$  от  $\mu$ . При больших  $q$  ( $q > \pi/2$ ) кривые  $I_{\text{Lmax}}/I_{\text{н.п}}$  располагаются близко друг к другу, поэтому нецелесообразно переходить к этим значениям  $q$ , увеличивая коэффициент трансформации  $n$ : относительное значение тока уменьшается слабо, а его абсолютное значение (умножаемое на  $I_{\text{н.п}} = nI_{\text{н}}$ ) возрастает очень сильно.

Расчет действующего тока в дросселе проводился по точным формулам, а также по приближенной (37). При малом значении  $q$  кривая тока



растет более резко при возрастании  $\mu$ , что аналогично зависимости максимального тока.

Погрешность расчета по приближенной формуле зависит от параметра  $q$ : при значении  $q = 0,5$  погрешность не превышает 5 %, при больших значениях  $q$  максимальная погрешность составляет от 10 до 17 %. Ток, рассчитанный по приближенной формуле, всегда меньше точного значения.

Кривые тока в транзисторе в момент выключения были построены согласно результатам расчетов по точным формулам и приближенной формуле (44). Общий характер изменения тока выключения от  $\mu$  и  $q$  сохраняется таким же, как и для остальных токовых зависимостей. Погрешность расчета по приближенной формуле особенно велика при значениях  $\mu$ , близких к резонансу, достигая 30–50 % при значениях  $q$  от 0,5 до 1.

Зависимость максимального напряжения на конденсаторе от параметров  $\mu$  и  $q$  рассчитывалась по точным и приближенной (35) формулам. Погрешность расчета по приближенной формуле весьма значительная и возрастает при увеличении  $q$ , что объясняется изменением формы кривой напряжения на конденсаторе — в трехинтервальном режиме появляется пауза в кривой, что увеличивает значение отношения  $U_{Cmax}/U_{н.п.}$ .

Уменьшение  $q$  приводит к возрастанию мощности в конденсаторе и к более резкому ее изменению с увеличением  $\mu$ . Расчеты производились с учетом точных формул и приближенных соотношений (39), (40). Погрешность расчета приближенным методом наиболее заметна вблизи резонанса (при  $\mu = 1$  погрешность составляет от -4,4 % для  $q = 0,5$  до -58 % для  $q = 4$ ).

Расчет мощности дросселя проводился по точным и приближенным (37), (38) формулам. С ростом частоты мощность дросселя резко увеличивается вследствие увеличения как тока, так и напряжения на этом элементе.

При значениях  $q = 0,5 \div 2$  наибольшая погрешность расчета по приближенным соотношениям имеет место вблизи резонанса и меняется от -11 % ( $q = 0,5$ ) до -37 % для  $q = 2$ .

Произведение  $U_{нп}q$  пропорционально току нагрузки. Действительно,

$$\begin{aligned} U_{нп}q &= \frac{U_{н.п.}}{KU_{вх}} \frac{\sqrt{L/C}}{R_{н.п.}} = I_{н.п.} \frac{\sqrt{L/C}}{KU_{вх}} = \\ &= I_{н.п.} \frac{\sqrt{L/C}}{KU_{вх}} \end{aligned} \quad (45)$$

При работе в режиме стабилизации  $U_{вх}$  для неизменного входного напряжения и изменяющегося тока нагрузки рабочая точка на регулировоч-

ной характеристике (рис. 4, а) перемещается по горизонтали, приближаясь к вертикальной оси при снижении нагрузки. Достигнув оси  $U_{нп}$ , при дальнейшем возрастании нагрузки (увеличении  $q$ ) рабочая точка перемещается вниз при  $\mu = 1$  (предполагается, что минимальная частота коммутации совпадает с резонансной). От регулировочной характеристики можно перейти к обобщенной внешней характеристике (рис. 5), показывающей зависимость выходного напряжения преобразователя от тока нагрузки.

Короткое замыкание в нагрузке соответствует значению  $U_{нп}q$ , равному  $\pi/2$ . Внешняя характеристика на рис. 5 показывает возможность безопасной работы преобразователя при его перегрузке или коротком замыкании на выходе.

**8. Выбор параметра  $q$ .** Проведенный анализ свидетельствует, что по важнейшим параметрам ( $I_{Lmax}$ ,  $I_L$ ,  $I_{Твыкл}$ ,  $P_C$ ,  $P_L$ ) работа преобразователя выгодна вблизи резонанса, т. е. при значениях  $\mu$ , близких к единице. Поэтому логичным представляется выбор исходной точки, соответствующей минимальному  $U_{вх}$  и максимальному току  $I_{н}$  и совпадающей с резонансной.

Однако остается неясным каким образом следует выбирать параметр  $q$  с учетом нагрузок на элементы схемы. С этой целью вернемся к соотношениям, полученным для резонанса. Сначала рассмотрим один из важнейших параметров работы преобразователя — максимальный ток в дросселе, определяющий также максимальный ток в транзисторе. Между этими токами есть зависимость

$$I_{Tmax} = KI_{Lmax},$$

где  $K$  — коэффициент, найденный ранее для различных схем.

Используя определение напряжения  $U_{нп}$ , представим ток  $I_{Lmax}$  в следующем виде:

$$\begin{aligned} I_{Lmax} &= nI_{н} \frac{I_{Lmax}}{I_{н.п.}} = \frac{U_{вх}}{KU_{нп}U_{вх}} I_{н} \frac{I_{Lmax}}{I_{н.п.}} = \\ &= \frac{U_{вх} I_{н}}{KU_{вх}} \frac{I_{Lmax}/I_{н.п.}}{U_{нп}} \end{aligned} \quad (46)$$

При резонансе имеем  $U_{вх} = U_{вхmin}$ . Выражение (46) позволяет выяснить зависимость тока  $I_{Lmax}$  от значений  $I_{Lmax}/I_{н.п.}$  и  $U_{нп}$ , в свою очередь зависящих при резонансе только от параметра  $q$ . Расчеты для трехинтервального режима и резонанса по-

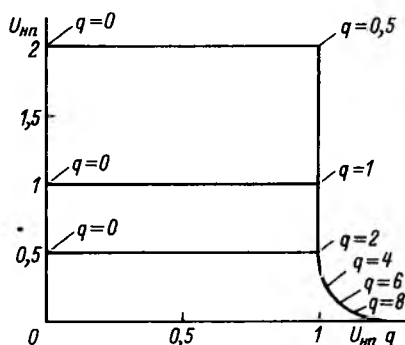


Рис. 5. Обобщенная внешняя характеристика преобразователя

звоили получить следующие результаты:

$q$	$\pi/2$	2	4	6	8
$\frac{I_{L\max}}{I_{н.п}}$	$\pi$	3,96	6,96	9,49	11,85
$U_{нп}$					

Эти данные с учетом соотношения (46) позволяет утверждать, что переход от трехинтервального режима к граничному (уменьшение  $q$  до значения  $\pi/2$ ) приводит к уменьшению тока  $I_{L\max}$  при заданной мощности преобразователя, что, конечно, является выгодным. Остальные параметры работы элементов также улучшаются при переходе к граничному режиму, что свидетельствует о необходимости более детального анализа в двухинтервальном режиме и резонансе.

Из (14) имеем:

$$I_{L\max} = n \left[ \left[ \frac{\pi}{2q} - 1 \right]^2 + 1 + 1 \right] I_{н.} \quad (47)$$

При резонансе из (8) имеем:

$$q = \frac{1}{U_{нп}} = \frac{Kn U_{вх\min}}{U_{вх}} = \frac{Kn}{a},$$

откуда

$$n = aq/K, \quad (48)$$

где  $a = U_{вх}/U_{вх\min}$ .

Подставим полученное значение  $n$  в (47):

$$I_{L\max} = \frac{a}{K} q \left[ \left[ \frac{\pi}{2q} - 1 \right]^2 + 1 + 1 \right] I_{н.} \quad (49)$$

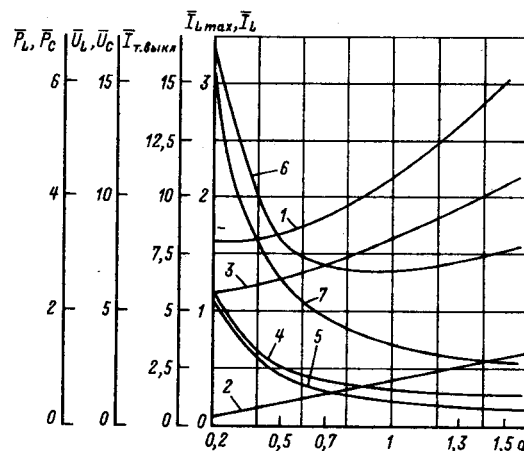


Рис. 6. Зависимость основных параметров работы элементов от

$q$  при резонансе: 1 -  $\bar{I}_{L\max}$ ; 2 -  $\bar{I}_{Твыкл}$ ; 3 -  $\bar{I}_L$ ; 4 -  $\bar{U}_L$ ; 5 -  $\bar{U}_C$ ; 6 -  $\bar{P}_L$ ; 7 -  $\bar{P}_C$

Ток  $I_{L\max}$  монотонно возрастает при увеличении  $q$ .

Используя (21) и (48), запишем ток в транзисторе при выключении:

$$I_{Твыкл} = 2 - qI_{н.} \quad (50)$$

Ток  $I_{Твыкл}$  линейно растет при увеличении  $q$ .

Соотношения (15) и (48) позволяют получить выражение для действующего тока:

$$I_L = \frac{a}{K} \sqrt{\pi^2/8 + (2-2/\pi)q^2} I_{н.} \quad (51)$$

Из (51) следует, что ток  $I_L$  монотонно растет при увеличении  $q$ .

Напряжения на дросселе и конденсаторе определяются из (16), (17) с учетом (48):

$$U_L = \frac{U_{вх}}{a/K} \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - \frac{1}{q^2} + \frac{2}{\pi}} + 1; \quad (52)$$

$$U_C = \frac{U_{вх}}{a/K} \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - \frac{1}{q^2} + 2 - \frac{6}{\pi}}. \quad (53)$$

Используя (51) и (52), получим выражение для мощности в дросселе  $P_L$ , а из (53) с учетом (18) и (48) — для мощности в конденсаторе  $P_C$ . Функция  $P_L(q)$  имеет минимум при  $q = 0,91$ , а мощность  $P_C$  монотонно убывает при возрастании  $q$ , причем в граничном режиме ( $q = \pi/2$ )  $P_C = 1,12P_{н.}$

На рис. 6 показаны зависимости параметров работы элементов от  $q$ , построенные по соотношениям (47) – (53), выражениям для  $P_L$  и  $P_C$ . Все параметры представлены в относительном виде. Из рис. 6 следует, что токи  $I_{L\max}$  и  $I_L$  возрастают при малых  $q$  медленно, но весьма заметно при значениях  $q$ , близких к граничному значению.

Выбор очень малого значения  $q$  неприемлем из-за возрастания напряжений на реактивных элементах и резком увеличении мощности в конденсаторе. Поэтому при проектировании приходится выбирать компромиссное значение  $q$ , удовлетворяющее, с одной стороны, требованиям по амплитуде тока и потерям (определяемым  $I_L$  и  $I_{\text{выкл}}$ ), а с другой, — позволяющих получить приемлемые напряжения на реактивных элементах и мощность в конденсаторе. Например, выбирая  $q = 0,65$ , что соответствует пересечению асимптот функции (47), получим значение  $I_{L\max}$ , большее предельного значения только на 13 %. При этом возрастание мощности в конденсаторе по сравнению с минимально возможной составляет 82 %.

**9. Моделирование и эксперимент.** Проведенный анализ был подтвержден моделированием процессов на ЭВМ и данными, полученными с помощью макетирования преобразователя. Данные преобразователя:  $L = 6,93$  мкГн;  $C = 17,7$  нФ;  $n = 0,167$ ;  $L_\phi = 100$  мкГн;  $C_\phi = 47$  мкФ;  $U_{\text{вх}} = 18$  В;  $f_k = 500$  кГц.

Моделирование проводилось при двух значениях сопротивления нагрузки:  $R_{H1} = 0,5$  Ом;  $R_{H2} = 0,125$  Ом, что соответствует процессам в двух- и трехинтервальном режимах. На рис. 7 показаны кривые токов и напряжений, полученные моделированием преобразователя, выполненного по двухтактной схеме с промежуточным трансформатором.

Для проверки полученных соотношений определим относительную частоту и параметр  $q$  для номинальной нагрузки ( $R_{H1}$ ):

$$\mu = f_k/f_0 = f_k 2\pi\sqrt{LC} = 2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \times$$

$$\times \sqrt{6,93 \cdot 10^{-6} \cdot 17,7 \cdot 10^{-9}} = 1,1;$$

$$q = n^2 \sqrt{L/C/R_{H1}} = 0,167^2 \sqrt{\frac{6,93 \cdot 10^{-6}}{17,7 \cdot 10^{-9}}} \cdot 2 = 1,1.$$

Используя соотношения для двухинтервального режима и учитывая, что для рассматриваемой схемы  $K = 2$ , получаем:  $U_{Hn} = 0,763$ ;  $I_{L\max} = 3,526$  А;

$$I_{\text{кmax}} = 2I_{L\max} = 7,052 \text{ А}; U_{C\max} = 45,9 \text{ В}.$$

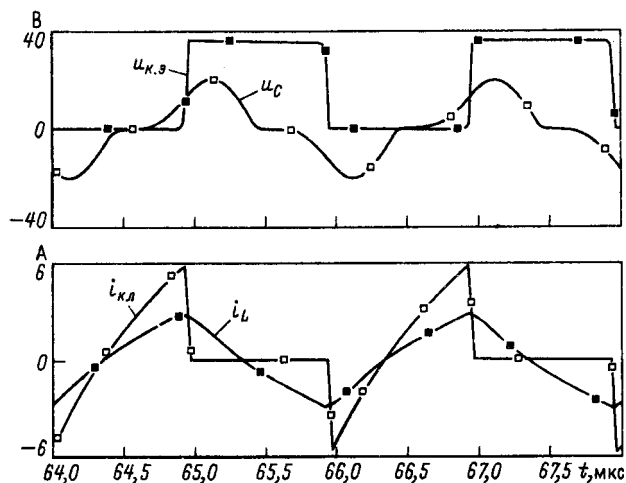


Рис. 7. Результаты моделирования работы преобразователя на ЭВМ в трехинтервальном режиме

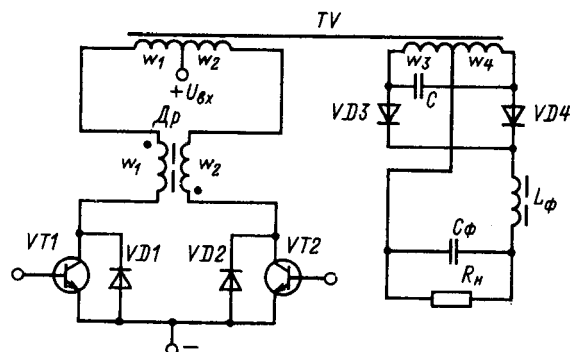


Рис. 8. Схема силовой части экспериментального макета преобразователя

По результатам моделирования имеем:  $I_{L\max} = 3,67$  А;  $I_{\text{кmax}} = 7,33$  А;  $U_{C\max} = 47,3$  В.

При повышенной нагрузке ( $R_{H2}$ )

$$q = n^2 \sqrt{L/C/R_{H2}} = 4,4.$$

Расчеты, проведенные по формулам для трехинтервального режима, дали следующие результаты:  $U_{Hn} = 0,2$ ;  $I_{L\max} = 2,891$  А;  $I_{\text{кmax}} = 5,781$  А;  $U_{C\max} = 17,49$  В.

Из рис. 14 имеем:  $I_{L\max} = 2,919$  А;  $I_{\text{кmax}} = 5,838$  А;  $U_{C\max} = 20,54$  В.

Различие в результатах моделирования и расчета связано с тем, что в модель преобразователя на ЭВМ были включены сопротивления обмоток трансформаторов и сопротивления ключей, не учитываемых в расчетных формулах.

Выходной каскад преобразователя в макете был выполнен по двухтактной схеме, показанной на рис. 8.

Результаты эксперимента в сопоставлении с расчетными кривыми показаны на рис. 9. Данные

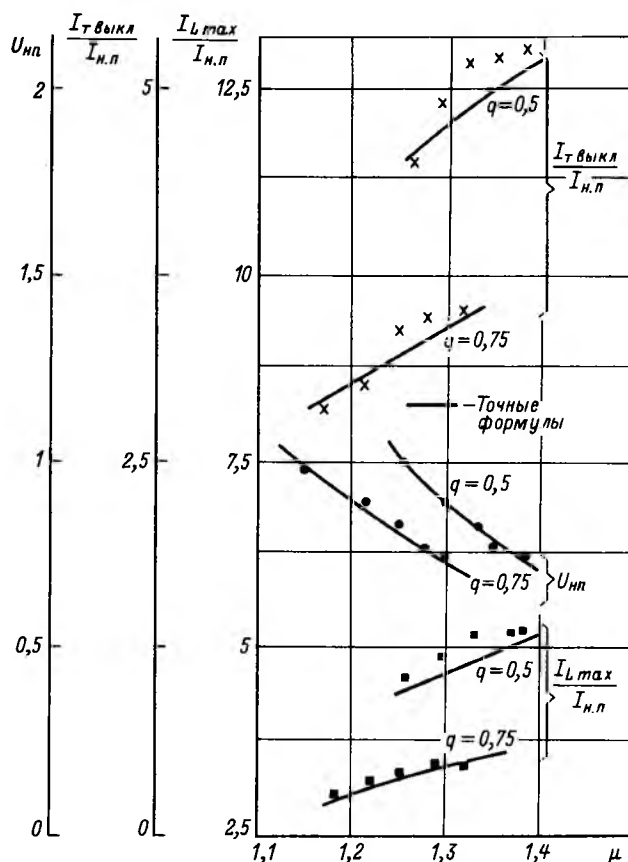


Рис. 9. Расчетные и экспериментальные зависимости

макета:  $L = 17,8$  мкГн;  $C = 184,2$  нФ;  $n = 0,25$ ;  $L_{\phi} = 300$  мкГн;  $C_{\phi} = 30$  мкФ.

Сопротивление нагрузки и частота коммутации изменялись в процессе эксперимента. Выходное напряжение поддерживалось равным 5 В.

• **Выводы.** 1. Получены расчетные соотношения для двух- и трехинтервального режимов работы, резонанса и холостого хода.

2. Увеличение частоты коммутации по отношению к резонансной частоте приводит при неизменном токе нагрузки к возрастанию амплитудного и действующего значений тока дросселя, тока выключения транзистора, мощностей в дросселе и конденсаторе.

3. Режим резонанса должен иметь место при минимальном входном напряжении и максимальном токе нагрузки.

4. Точность приближенного метода расчета приемлема для определения регулировочной

характеристики преобразователя. Расчет по приближенным соотношениям токов, напряжений на элементах и мощностей связан с большой погрешностью, возрастающей с увеличением  $q$  и  $\mu$ .

5. Выбор параметра  $q$  должен основываться на компромиссе между приемлемыми значениями тока в дросселе и потерями с одной стороны, а также приемлемыми напряжениями на элементах контура и мощностями в них.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мелешин В. И., Новинский В. Н. Транзисторные преобразователи напряжения с последовательным резонансным контуром. — Электротехника, 1990, № 8.
2. Johnson S., Erickson R. Steady-state analysis and design of the parallel resonant converter. — IEEE Trans. on Power Electronics, 1988, vol. 3, No. 1.
3. Kang J. G., Upadhyay A. K. Analysis and design of a half-bridge parallel resonant converter operating above resonance. — IEEE IAS Conf. Rec., 1988.
4. Bhat A. K. S., Swamy M. M. Analysis of parallel resonant converter operating above resonance. — IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1989, vol. 25, No. 4.
5. Steigerwald R. L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. — IEEE Trans. on Power Electronics, 1988, vol. 3, No. 2.

[04.12.91]

*А в т о р и:* **Макаров Вячеслав Владимирович** в 1979 г. окончил факультет "Системы управления летательных аппаратов" Московского авиационного института. В настоящее время работает главным специалистом Государственного малого предприятия научно-производственного центра электропитания.

**Мелешин Валерий Иванович** окончил в 1960 г. факультет "Авиационная автоматика" Московского авиационного института. В 1988 г. защитил докторскую диссертацию в МЭИ по вопросам полупроводниковых преобразователей электроэнергии. В настоящее время — профессор Московского авиационного института.

**Якушев Виктор Анатольевич** окончил Московский авиационный институт в 1989 г., факультет "Системы управления летательных аппаратов". В настоящее время — научный сотрудник МАИ.