

УДК 621.314

ОДНОФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С КОРРЕКТОРОМ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ, РАБОТАЮЩИМ В ГРАНИЧНОМ РЕЖИМЕ

Сенько В.И., д.т.н., проф., Макаренко Н.П., д.т.н., проф., Беленок Н.В., ст. преп. Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

03056, Киев – 56, пр. Победы, 37

Юрченко Н.Н., д.т.н., проф.

Институт электродинамики НАН Украины

03057, Киев – 57, пр. Победы, 56

E-mail: alfa@ied.kiev.ua

У даній статті розглянутий однофазний випрямляч із коректором коефіцієнта потужності, що працює в граничному режимі.

Ключові слова: коректор потужності, граничний режим, зміна частоти перемикання.

It is considered a single-phase rectifier with power factor corrector which works in a critical condition.

Key words: power factor corrector, critical condition, switching frequency change.

Введение. Наибольшее распространение среди схем выпрямителей с корректором коэффициента мощности получила схема, приведенная на рис.1 [1]. Схема содержит однофазный неуправляемый выпрямитель В, накопительный дроссель L_d , транзистор VT, накопительный конденсатор С с разделительным диодом VD. Часть схемы после неуправляемого выпрямителя В представляет собой разновидность повышающего преобразователя постоянного напряжения в постоянное. При открытом состоянии транзистора VT все выпрямленное напряжение диодного моста $u_{вх}$ прикладывается к накопительному дросселю L_d , ток в нем нарастает. При запираии транзистора ток накопительного дросселя через разделительный диод VD заряжает накопительный конденсатор С и питает цепь нагрузки R_n . Модулируя длительность проводящего состояния транзистора с частотой, во много раз превышающей частоту питающего

напряжения u_1 , можно сформировать практически синусоидальные полуволны тока i_L в накопительном дросселе L_d , синфазные с выпрямленным напряжением $u_{вх}$. Ток на входе выпрямителя i_1 получается практически синусоидальным и находится в фазе с напряжением сети:

$$i_1 = \psi_n i_L, \quad u_{вх} = \psi_n u_1, \quad (1)$$

где ψ_n – коммутационная функция моста – прямоугольное колебание.

При этом выходное напряжение преобразователя U_n должно быть больше амплитуды выпрямленного напряжения на выходе диодного моста. Это необходимо для обеспечения управления спадом тока накопительного дросселя с индуктивностью L_d на интервале закрытого состояния транзистора, когда к дросселю прикладывается разность указанных напряжений в направлении, обратном тому, которое было на интервале нарастания тока.

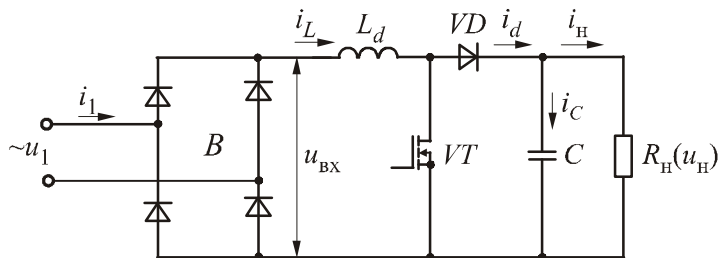


Рисунок 1 – Схема однофазного выпрямителя с повышающим преобразователем

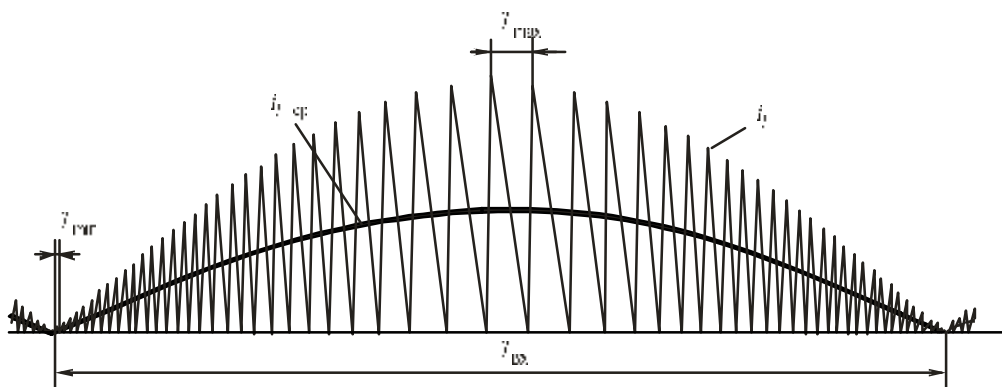


Рисунок 2 – Форма входного тока повышающего преобразователя, работающего в граничном режиме

Преобразователь может работать в трех режимах: непрерывного тока i_L , прерывистого и граничного [2, 3, 4]. Последний режим отличается легкостью контроля автоколебательности и изменениями частоты переключения транзистора, выходящими за пределы диапазона (рис. 2).

Частота переключений транзистора не должна входить в диапазон звуковых частот, чтобы не допустить звуковых эффектов, и не должна быть высокой, чтобы не увеличивать потери мощности и излучение радиопомех.

Цель работы. Определение пределов изменения частоты переключения транзистора при работе преобразователя в граничном режиме при ограничении выходного напряжения, мощности и величины параметров элементов схемы.

Материал и результаты исследования. Анализ процессов проведем, используя следующие допущения.

1. Емкость конденсатора $C \rightarrow \infty$, т.е. напряжение на нагрузке не имеет пульсаций $u_H(t) = U_H = \text{const}$.

2. Частота переключения транзистора достаточно высока, т.е. период коммутации транзистора намного меньше периода входного напряжения $u_{вх}$. При этом входное напряжение может рассматриваться как мало изменяющаяся функция в любом переключающем цикле, т.е. входное напряжение в этом цикле представляется как постоянное со средним значением $U_{вхi}$.

3. Электрическая цепь имеет потери.

В граничном режиме потребляемый ток (ток повышающего преобразователя i_L) представляет собой треугольные пульсации (рис. 3), следующие одна за другой. Параметры одной пульсации тока представляются в виде [2, 3, 4]:

$$I_{Lm} = t_{li} \frac{U_{вхi}}{L_d}, \quad (2)$$

$$t_{2i} = t_{1i} \frac{U_{вхi}}{U_H - U_{вхi}}. \quad (3)$$

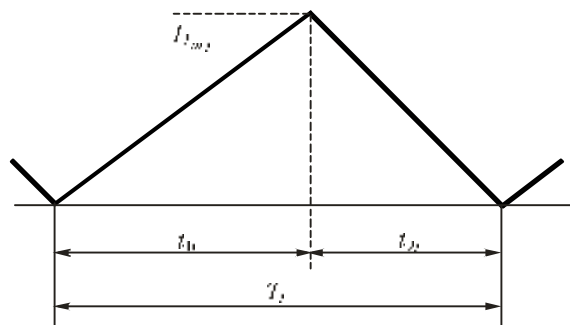


Рисунок 3 – Форма тока в одном цикле переключения

Для получения точного процесса в схеме при корректировке коэффициента мощности необходимо, чтобы среднее значение величины тока каждой пульсации I_{Li} было пропорционально напряжению $U_{вхi}$ в каждом цикле, которое можно определить из рис. 3 с учетом выражений (2) и (3):

$$I_{Li} = U_{вхi} \cdot g_i = U_{вхi} \frac{t_{li}^2}{2L_d} \cdot \frac{1}{1 - \frac{U_{вхi}}{U_H}} \cdot \frac{1}{T_i}, \quad (4)$$

где g_i – коэффициент пропорциональности, являющийся проводимостью цепи в каждом цикле.

Равенство (4) будет удовлетворяться, если

$$g_i = \frac{t_{li}^2}{2L_d} \cdot \frac{1}{1 - \frac{U_{вхi}}{U_H}} \cdot \frac{1}{T_i} = \text{const}. \quad (5)$$

Равенство (5) при изменении величины напряжений U_H и $U_{вхi}$ в следующем цикле может быть выполнено в двух случаях:

1) $t_{1i} = t_{2i} = \text{const}$ и $T_i \left(1 - \frac{U_{вхi}}{U_H}\right) = \text{const}$; (6)

$$2) \frac{t_{Li}^2}{1 - \left(\frac{U_{Bxi}}{U_H} \right)} = \text{const} \text{ и } T_i = \text{const} . \quad (7)$$

Из выражения (6) следует, что для обеспечения граничного режима работы преобразователя необходимо, чтобы время открытого состояния транзистора VT t_1 было неизменным в течение каждого цикла переключения и переменного периода T_i . Такой режим может быть получен при колебательном характере цепи, когда треугольная пульсация тока автоматически получается сразу после окончания предыдущей пульсации.

Во втором случае граничный режим не может быть обеспечен при изменении U_H и U_{Bxi} , так как для удовлетворения равенства (7) необходимо обеспечение постоянства частоты переключения транзистора ($f = \text{const}$), т.е. ток дросселя L_d будет иметь прерывистый характер.

Среднее значение напряжения на нагрузке U_H можно определить из равенства энергии, получаемой от выпрямителя в течение одного цикла переключения транзистора VT W_{Li} , и отдаваемой в выходной конденсатор и нагрузку. Энергия, получаемая от выпрямителя в течение одного цикла

$$W_{Li} = \int_0^T i_{Li} U_{Bxi} dt = t_1^2 \frac{U_{Bxi}^2}{2L_d} \frac{U_H}{U_H - U_{Bxi}} , \quad (8)$$

где i_{Li} – мгновенное значение тока пульсаций тока дросселя в i -том цикле переключения, получаемое из (4).

Суммарная энергия, отдаваемая в выходной конденсатор и нагрузку за полупериод входного напряжения питающей сети u_1 определяется выражением:

$$\sum W_{Li} = \frac{1}{2f_{Bx}} \frac{U_H^2}{R_H} . \quad (9)$$

Из выражений (8) и (9) имеем:

$$\begin{aligned} \sum t_1^2 \frac{U_{Bxi}^2}{2L_d} \frac{U_H}{U_H - U_{Bxi}} &= \\ = \frac{t_1}{2L_d} \left(U_{i1}^2 \frac{t_1 U_H}{U_H - U_{Bx1}} + U_{i2}^2 \frac{t_1 U_H}{U_H - U_{Bx2}} + \dots \right) &= (10) \\ = \frac{1}{2f_{Bx}} \frac{U_H^2}{R_H} . \end{aligned}$$

Так как $t_1(U_H)/(U_H - U_{Bxi}) = t_1 + t_{2i} = T_i$ [из (3)], то получаем, что выражение в круглых скобках (10), может быть представлено в виде:

$$\begin{aligned} U_{i1}^2 \frac{t_1 U_H}{U_H - U_{Bx1}} + U_{i2}^2 \frac{t_1 U_H}{U_H - U_{Bx2}} + \dots &= \\ = U_{i1}^2 T_1 + U_{i2}^2 T_2 + \dots \approx \int_0^{1/2f_{Bx}} u_{Bx}^2 dt = \frac{1}{4} \frac{U_{Bxm}^2}{f_{Bx}} , \end{aligned} \quad (11)$$

так как периоды циклов T_1, T_2, \dots очень малы и используются без промежутков и $u_{Bx}(t) = U_{Bxm} \sin \omega_{Bx} t$.

Из выражения (11) с учетом (10) получаем среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_H = U_{Bxm} \sqrt{\frac{R_H}{4L_d}} t_1 = U_{Bx} \sqrt{\frac{R_H}{2L_d}} t_1 . \quad (12)$$

При заданных параметрах схемы из (12) можно определить время открытого состояния транзистора VT:

$$t_1 = \frac{2U_H^2 L_d}{U_{Bx}^2 R_H} . \quad (13)$$

Минимальную и максимальную частоту переключения транзистора VT можно определить, используя рис. 3, выражения (3), (6), (12) и (13) с учетом того, что $T_{\min} = t_1 + \min\{t_{2i}\} = t_1$,

$$\begin{aligned} T_{\max} = t_1 + \max\{t_{2i}\} &= t_1 \frac{U_H}{U_H - U_{Bxm}} : \\ f_{\max} = \frac{1}{t_1} &= \left(\frac{U_{Bxm}}{U_H} \right)^2 \frac{R_H}{4L_d} , \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} f_{\min} = \frac{1}{t_1} \left(1 - \frac{U_{Bxm}}{U_H} \right) &= f_{\max} \left(1 - \frac{U_{Bxm}}{U_H} \right) = \\ = \left(\frac{U_{Bxm}}{U_H} \right)^2 \frac{R_H}{4L_d} - \left(\frac{U_{Bxm}}{U_H} \right)^3 \frac{R_H}{4L_d} . \end{aligned} \quad (15)$$

Значения частоты переключения транзистора находятся в указанном выше диапазоне, что означает $f_1 < f_{\min}$, а $f_2 < f_{\max}$, а значит частота переключения транзистора определяется неравенством:

$$f_1 < f < f_2 . \quad (16)$$

Если обозначить через $a = U_H / U_{Bxm}$, а через $b = R_H / (4L_d f_1)$, то из неравенства (16) получим:

$$a^2 > b \frac{f_1}{f_2} , \quad (17)$$

$$a^3 - va + v < 0 . \quad (18)$$

Решением неравенств будет [5, 6]

$$a > \sqrt{b \frac{f_1}{f_2}} , \quad (19)$$

$$a_{\min} < a < a_{\max} , \quad (20)$$

где

$$a_{\min} = 2\sqrt{\frac{b}{3}} \cos \frac{\pi + \arctg \left(\sqrt{\frac{4}{27} b - 1} \right)}{3} , \quad (21)$$

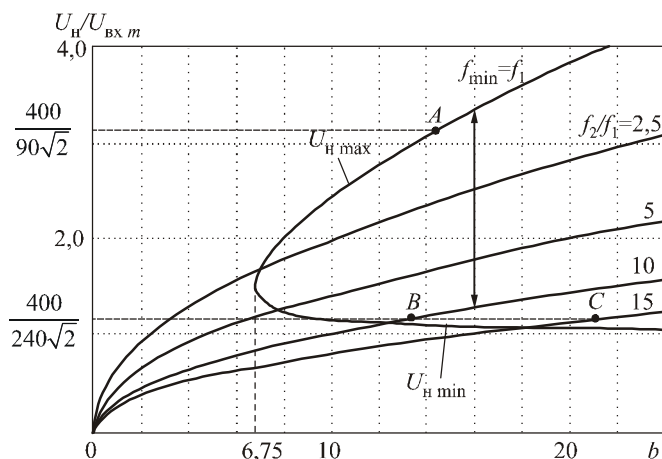


Рисунок 4 – Универсальные характеристики напряжения на нагрузке при изменении входного напряжения

$$a_{\min} = 2\sqrt{\frac{B}{3}} \cos \frac{\pi - \arctg\left(\sqrt{\frac{4}{27}B - 1}\right)}{3}. \quad (22)$$

Таким образом, если частота переключения транзистора выбирается в пределах $(f_1 \div f_2)$, выходное напряжение лежит в пределах $(U_{n \min} \div U_{n \max})$ и определяется из неравенства:

$$U_{n \min} = a_{\min} U_{v \text{ вх}} < U_n < U_{n \max} = a_{\max} U_{v \text{ вх}}. \quad (23)$$

При этом должно удовлетворяться неравенство (19).

В связи с тем, что для рассматриваемого повышающего преобразователя (рис. 1) $a = \frac{U_n}{U_{v \text{ вх}}} > 1$, решение неравенства (18) может быть представлено графически (рис. 4). Из рисунка видно, что неравенство (18) может быть удовлетворено только, если $v > 6,75$.

Порабола показывает границы напряжения на нагрузке, получаемого из (23) с нижней граничной частотой $f_{\min} = f_1 = 20 \text{ кГц}$, так как кривые, проходящие через начало координат, дают минимальное напряжение, получаемое из (19) при верхней частоте переключения f_2 . Границы напряжения на нагрузке для диапазона частот $f_2/f_1 = 10$ при $v = 16$ показаны на рис. 4 стрелкой.

Из рис. 4 следует, что при $v < 6,75$ частоту переключения транзистора можно выбрать больше граничного значения f_1 , не обращая внимания на значение напряжения на нагрузке. При $v > 6,75$ это возможно только в определенном диапазоне напряжения на нагрузке.

При $U_{v \text{ вх}} = \text{const}$ и $R_n = \text{const}$ ограничения напряжения на нагрузке приводят к ограничению выходной мощности

$$P_{n \max} = \frac{U_{n \max}^2}{R_n}, P_{n \min} = \frac{U_{n \min}^2}{R_n}. \quad (24)$$

Ранее рассмотренные выражения соответствуют случаю, когда $U_{v \text{ вх}} = \text{const}$ и $R_n = \text{const}$.

Если известна величина напряжения на нагрузке U_n и диапазон изменения входного напряжения $U_{v \text{ вх min}}$ и $U_{v \text{ вх max}}$, то можно по кривым рис. 4 найти диапазон изменения параметра v . На рис. 4 для примера нанесены точки А, В, С для $U_n = 400 \text{ В}$, $U_{v \text{ вх min}} = 90 \text{ В}$, $U_{v \text{ вх max}} = 240 \text{ В}$ (точки вычисляются по соответствующим горизонтальным линиям $U_n/U_{v \text{ вх}} = 3,15$ и $1,18$). Из кривых имеем $v_{\min} = 14,5$ (точка А) и $v_{\max} = 20,9$ при $f_2 = 15f_1$ (точка С). Точку В пропускаем, так как $v(B) < v(A) = v_{\min}$.

Отношение частот переключения транзистора можно найти из выражения (15)

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{U_n}{U_n - U_{v \text{ вх}}}. \quad (25)$$

Диапазон изменения частоты переключения находим из выражений (12) и (15) с учетом того, что $f_{\max} = 2 \frac{U_{v \text{ вх}}^2}{U_n^2} f_1 v$:

$$f_{\max} - f_{\min} = 2\sqrt{2} \frac{U_{v \text{ вх}}^3}{U_n^3} f_1 v. \quad (26)$$

Как видно из (26), диапазон изменения частоты будет наименьшим, если параметр v будет наименьшим.

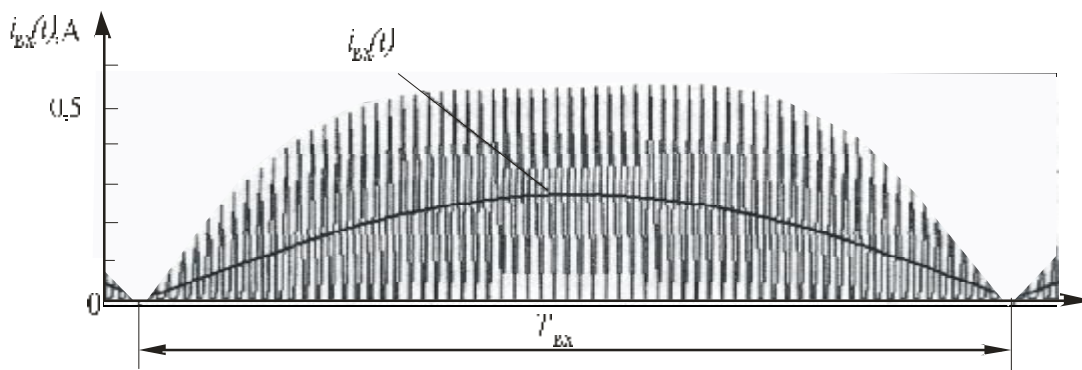


Рисунок 5 – Осциллограмма входного тока повышающего преобразователя, работающего в граничном режиме

Максимальное и минимальное сопротивления нагрузки при постоянной индуктивности L_d можно определить из выражений

$$R_{н\max} = v_{\max} 4L_d f_1, \quad R_{н\min} = v_{\min} 4L_d f_1. \quad (27)$$

Результаты компьютерного моделирования повышающего преобразователя с параметрами $v = 7,0$; $f_{вх} = 50\text{Гц}$; $U_{вх} = 115\text{В}$; $f_1 = 8\text{кГц}$; $R_n = 2500\text{Ом}$; $L_d = 11\text{мГн}$; $C = 30\text{мкФ}$ приведены на рис. 5.

Выводы. Результаты анализа показывают существование границ значений напряжения на нагрузке и мощности на выходе в компенсированном выпрямителе, работающем в граничном режиме. Эти ограничения связаны с большими изменениями частоты переключения транзистора. При выходе за пределы ограничений выходные параметры ухудшаются и возможны звуковые эффекты и увеличение радиопомех. Параметр v необходимо выбирать как можно меньшим, но $> 6,75$. Изменение входного напряжения и сопротивления нагрузки уменьшают возможный выбор рабочей точки, вытекающий из необходимого диапазона частоты переключения транзистора.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

1. R. Redl, Power-factor correction in single-phase switching-mode power supplies-An overview, Int.J.Electron., vol.77, May, 1994, p.555-582.
2. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника.– Киев: Вища школа, 1978.– 424 с.
3. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. с англ. под ред. Л.Е. Смольникова. - М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
4. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1970. – 720 с.
6. Gotfryd M., Output voltage and power limites in boost power factor corrector operating in discontinuons inductor current mode, IEEE Trans. Power Electron., vol.15, 2000, p. 51–57.

Стаття надійшла 14.04.2007 р.