

Полумостовой преобразователь напряжения с резонансным переключением

А. Лукин, М. Кастров

В статье рассказывается о созданной в АО «МПП-Ирбис» методике проектирования полумостового преобразователя напряжения с резонансным переключением и разработанных на ее основе преобразователях постоянного напряжения в постоянное с выходной мощностью 300 Вт. Авторы также подробно рассматривают основные технические характеристики блоков питания МПК300, которые сегодня серийно производятся этим акционерным обществом.

Полумостовой высокочастотный преобразователь напряжения (ВПН) с резонансным переключением (рис.1) по сути является частным случаем мостового преобразователя с фазовой модуляцией [1] и аналогичен ему по принципу действия. Данная структура полумостового ВПН предложена проф. А.Г. Поликарповым достаточно давно [2,3]. Сегодня интерес к ней

имеют вид [3]:

$$U_C = U_{\Pi} K_3 / (1 - K_3) \quad (1)$$

$$U_H = 2nK_3 U_{\Pi}, \quad (2)$$
 где $K_3 = t_H / T$ – коэффициент заполнения импульсов и $n = W_2 / W_1$ – коэффициент трансформации ТВ. При анализе процессов переключения сделаны следующие допущения:

- из-за чрезвычайно малого передельного периода переключения периода пренебрежительно в первичную цепь ток нагрузки I_H и ток намагничивания I_{μ} можно считать постоянными;
- выходные емкости транзисторов равны $C_1 = C_2 = C_T$;

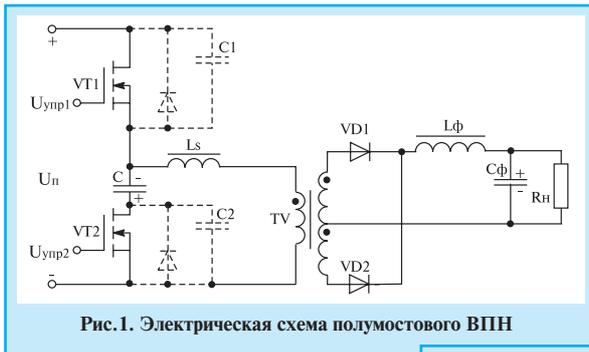


Рис.1. Электрическая схема полумостового ВПН

объясняется возможностью введения режима резонансного переключения [4]. В АО «МПП-Ирбис» разработана методика проектирования полумостового ВПН с резонансным переключением, которая позволяет достаточно просто рассчитать и выбрать все элементы преобразователя этого типа. В основу методики положен анализ процессов резонансного переключения, о котором имеет смысл рассказать подробнее.

На рис.2 приведены временные диаграммы управляющих напряжений на затворах транзисторов VT1 и VT2. Время задержки t_3 необходимо для перезаряда выходных емкостей транзисторов C1 и C2 энергией, накопленной в индуктивности рассеяния трансформатора L_s или в установленной дополнительно катушке индуктивности.

Соотношения для напряжений питания U_{Π} , на конденсаторе C и на нагрузке R_H (без учета времени t_3) име-

принимается линейным.

Процесс выключения транзистора VT2 и включения транзистора VT1 можно разбить на три временных интервала: спада тока транзистора VT2; заряда выходной емкости транзистора постоянным током; резонансного заряда выходной емкости транзистора. Эквивалентная схема ВПН для первых



Рис.3. Эквивалентная схема ВПН на этапах спада тока транзистора и заряда емкости постоянным током

двух интервалов с учетом принятых допущений приведена на рис.3. Соответствующие временные диаграммы токов в ВПН даны на рис.4.

Генератор тока i_T действует только на первом интервале.

В момент окончания времени спада тока напряжения на емкости C2 равно:

$$U_{C2}(t_c) = \frac{I_{\mu 0} \cdot t_c}{4 C_T}, \quad (3)$$

где t_c – время спада тока транзистора.

Мощность, рассеиваемая в транзисторе VT2 при выключении, составляет

$$P = \frac{I_{\mu}^2 \cdot t_c^2}{48 C_T},$$

– закон изменения тока транзистора на этапе выключения

где f – частота преобразования.

Начальные условия для **второго интервала** определяются выражением (3). Поскольку условие его окончания $U_{C2} = U_C$, время окончания второго интервала t_1 определяется как

$$t_1 = \frac{2 U_C C_T}{I_{\mu}} \frac{t_c}{2} \quad (4)$$

В момент времени t_1 напряжение на первичной обмотке трансформатора становится равным нулю, оба выпрямительных диода VD1 и VD2 открываются, и дальнейший процесс перезаряда осуществляется энергией, накопленной в индуктив-

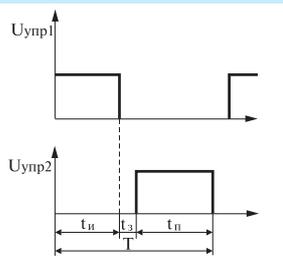


Рис.2. Осциллограммы управляющих напряжений

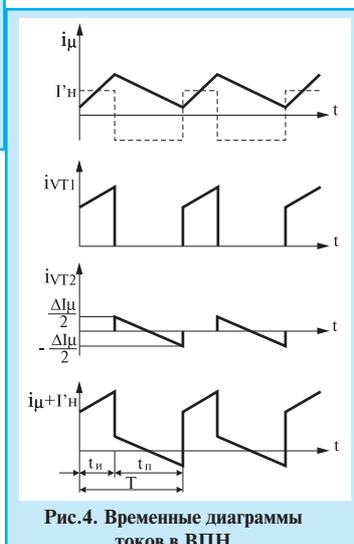


Рис.4. Временные диаграммы токов в ВПН

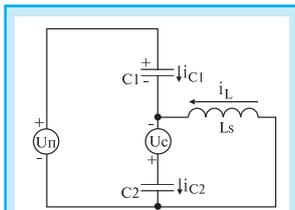


Рис.5. Эквивалентная схема ВПН на этапе резонансного заряда емкости

Эквивалентная схема ВПН для третьего интервала приведена на рис.5.

В момент окончания времени перезаряда t_2 : $U_{c2}(t) = U_{п} + U_c$.

Если вся энергия, накопленная в индуктивности, израсходована на перезаряд емкости, условие обеспечения режима переключения при нуле напряжения имеет вид

$$U_{п} = \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C_T}} \cdot \Delta I_{\mu} \quad (5)$$

Время задержки, на которое необходимо настраивать схему управления, определяется как

$$t_3 = t_c + t_1 + t_2 = \frac{t_c}{2} + \frac{4U_c C_T}{\Delta I_{\mu}} + \frac{\pi \sqrt{2L_s C_T}}{2} \quad (6)$$

Анализ процесса выключения транзистора VT1 и включения транзистора VT2 аналогичен рассмотренному выше с той лишь разницей, что начальное значение тока транзистора $I_{T0} = \Delta I_{\mu} / 2 + 2I_H$, а интервал заряда емкости C1 постоянным током закончится в момент, когда $U_{C1} = U_{п}$. Очевидно, что в этом случае время второго и третьего интервалов меньше, и условие режима переключения при нуле напряжения будет выполняться.

Максимальное значение коэффициента заполнения импульсов целесообразно определять из условия, при котором напряжение, прикладываемое к транзисторам и выпрямительным диодам при минимальном входном напряжении, равно соответствующему напряжению при максимальном входном напряжении.

В результате

$$K_{3max} = \frac{(U_{пmax} - U_{пmin}) U_{пmax}}{U_{пmax}^2 - U_{пmin}^2} \quad (7)$$

В случае выбора K_{3max} по выражению (7) напряжение, прикладываемое к транзисторам и выпрямительным диодам, будет минимально возможным. Действующее значение тока через транзистор VT1 (рис.1) зависит от соотношения ΔI_{μ} и I_H . Пренебрегая изменением K_3 , связан-

ном с временем задержки, и обозначив $b = \Delta I_{\mu} / I_H$ с использованием диаграммы на рис.4, получаем

$$I_{VT1д} = I_H \sqrt{4 + \frac{b^2}{12}} K_3 \quad (8)$$

Поскольку действующее значение тока через транзистор в эквивалентном однотактном ВПН с прямым включением выпрямительного диода равно

$$I_{опнд} = 2I_H \sqrt{K_3} \quad (9)$$

то отношение

$$I_{д} = \frac{I_{VT1д}}{I_{опнд}} = \sqrt{\frac{4+b^2}{48}} \quad (10)$$

показывает, во сколько раз при различных значениях b действующее значение тока через транзистор в рассматриваемом ВПН больше, чем в традиционном однотактном. Соответственно отношение потерь в транзисторе в состоянии проводимости равно

$$\bar{P}_{пот} = (4+b^2) / 48 \quad (11)$$

В табл. 1 приведены численные значения выражений (10) и (11) для различных b .

Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора равно:

$$I_{\mu} = 2I_H \sqrt{K_3} \cdot \sqrt{1+b^2/48} \quad (12)$$

В табл. 2 приведены нормализованные значения действующего тока в первичной обмотке и его квадрата к соответствующим значениям токов в однотактном ВПН в зависимости от b для $K_3 = 0,7$.

b	0	1	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
$\bar{I}_д$	1	1,01	1,023	1,041	1,063	1,09	1,12	1,155
$\bar{P}_{пот}$	1	1,02	1,047	1,083	1,13	1,188	1,255	1,333

b	0	1	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
$\bar{I}_{1д}$	1	1,012	1,028	1,049	1,075	1,106	1,142	1,183
$\bar{I}_{1д}^2$	1	1,025	1,056	1,1	1,156	1,224	1,305	1,398

Действующее значение тока через транзистор VT2 (рис.4):

$$I_{VT2д} = I_H \sqrt{\frac{4+b^2}{12}} \quad (13)$$

Характеристика	МПК300А	МПК300В	МПК300С	МПК300Н
Выходное напряжение, В	5	12	15	27
Максимальный ток нагрузки, А	40	25	20	11
Пульсации выходного напряжения (размах), мВ	100	100	100	100
Нестабильность выходного напряжения, %	±2,5	±2	±2	±2
Ослабление выходной пульсации на частоте 100 Гц, раз	400	300	300	200
Частота преобразования, кГц	180	135	135	135

Максимальная амплитуда пульсации напряжения на конденсаторе C [3]:

$$\Delta U_{Cmax} = \frac{I}{C} \cdot \frac{\Delta t}{f} \cdot \frac{(1-K_{3max})}{4} \quad (14)$$

Используя приведенные соотношения, можно предложить следующую методику расчета полумостового ВПН с резонансным переключением.

1. Исходные данные: $U_{пmin}$; $U_{пmax}$; $U_{п}$; $P_{п}$; f ; C_T ; t_c .

2. Определение K_{3max} и K_{3min} по выражениям (2) и (7).

3. Исходя из условия

$$\sqrt{2} \cdot 2I_H \sqrt{K_3} = 0,05 U_{п},$$

определяется требуемое значение индуктивности рассеяния.

4. Из условия (5) определяется необходимое значение ΔI_{μ} .

5. Производится оценка увеличения потерь в транзисторе по выражениям (8), (11). Если величина потерь неприемлема, необходимо увеличить требуемую индуктивность рассеяния, чтобы получить приемлемое значение ΔI_{μ} .

6. По известным соотношениям для преобразователя, значению ΔI_{μ} , полученному в п.4, и с использованием выражения (12) производится расчет трансформатора.

7. Определяется индуктивность рассеяния трансформатора. Если ее значение меньше определенного в п.3 или 5, устанавливается дополнительная катушка индуктивности в первичной либо вторичной цепи. Если зна-

чение индуктивности больше требуемого, необходимо принять известные меры к ее уменьшению либо произвести перерасчет трансформатора и



Рис.6. Электрическая схема преобразователя типа МПК300

ВПН на более низкую частоту преобразования. (Следует помнить, что под индуктивностью рассеяния трансформатора понимается сумма индуктивностей рассеяния первичной обмотки и пересчитанной индуктивности рассеяния вторичной обмотки.)

8. По выражению (6) определяется время задержки t_3 , на которое необходимо настроить схему управления. Дальнейший расчет производится по известным методикам.

Используя предложенную методику, специалисты АО «МПП-Ирбис» разработали ряд преобразователей постоянного напряжения в постоянное с выходной мощностью 300 Вт. Результаты эксплуатации достаточно больших партий устройств подтвердили обоснованность принятых при анализе допущений.

В АО налажено серийное производство модулей питания типа МПК300 со следующими основными техническими характеристиками:

Габаритные размеры, мм	151x9 x24
Входное напряжение, В	260–340
Температура окр. среды, °С	- 40...70

Типовая принципиальная электрическая схема преобразователя приведена на рис.6.

Характеристики модификаций МПК 300 приведены в табл.3.

Входное напряжение через фильтр Φ поступает на силовую часть преобразователя (VT1, VT2, TV, TA), и через резистор R1 начинается заряд конденсатора запуска C1. При достижении напряжения на C1 уровня 14В срабатывает пороговое устройство УЗ, которое соединяет все устройства схемы управления со вспомогательным

источником питания (W4, VD4, C1). От ЗГ на вход ШИМ подается напряжение прямоугольной формы. ШИМ изменяет коэффициент заполнения импульсов K_z от 0 до максимального значения K_{zmax} по сигналу схемы обратной связи (OY3, D1.1) или при

гальваническую развязку цепи затвора транзистора VT1 и схемы управления.

На элементе OY2 выполнена вторая ступень схемы защиты по току нагрузки. Ее необходимость обусловлена наличием конечного значения времени задержки распространения сигнала от датчика тока ТА до затворов транзисторов VT1, VT2 при работе через ШИМ первой ступени защиты. Вторая ступень защиты переводит преобразователь в режим перезапуска при значениях тока нагрузки более 1,5 $I_{нном}$ (рис.7). Схема, выполненная на элементе OY4, обеспечивает защиту нагрузки от перенапряжений в случае выхода из строя основного контура обратной связи.

На рис.8 приведены типовые зависимости КПД преобразователя от тока нагрузки для различных модификаций устройства.

Конструктивно преобразователь выполнен в виде функционально за-

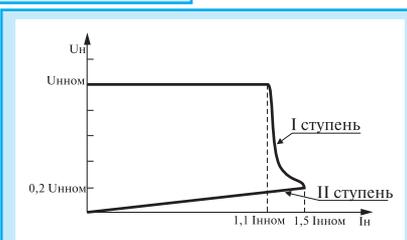


Рис.7. Типовая нагрузочная характеристика преобразователя

срабатывании первой ступени схемы защиты от перегрузок по току (ТА, OY1). Значение K_{zmax} устанавливается параметрически с достаточно высокой точностью ($\pm 5\%$), что позволяет наиболее эффективно использовать силовые транзисторы VT1, VT2 по допустимому напряжению стока. Устройство формирования задержки ФЗ на включение силовых транзисторов обеспечивает временной интервал, значение которого рассчитывается по соотношению (6). Фазоинвертор ФИ не только инвертирует импульсы управления для силовых транзисторов, но и обеспечивает

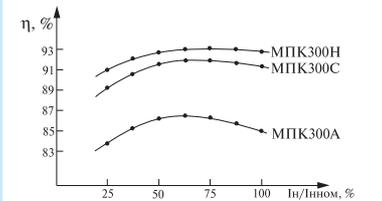


Рис.8. Типовые зависимости КПД от тока нагрузки

конечно-го модуля, залитого компаундом (рис.9). Все эле-

менты схемы управления смонтированы на одной двухсторонней печатной плате с применением технологии поверхностного монтажа. Тепло выделяющие элементы (VT1, VT2, TV, VD2) имеют хороший теплопроводящий контакт с алюминиевым основанием корпуса. В сочетании с теплопроводящим силиконовым компаундом это позволяет минимизировать градиент температуры в конструкции и легко увеличивать теплоотводящую поверхность, устанавливая на основании преобразователя дополнительные радиаторы. При работе на полную мощность без дополнительных средств охлаждения и температуре окружающей среды 25°С температура корпуса модуля МПК300 равна 85°С.

Несколько слов о конструкции силового трансформатора TV. Кроме традиционных требований, предъяв-



Рис.9. Модуль МПК 300Н

ляемых к трансформатору (электрическая прочность, коэффициент трансформации, энергетическая оптимизация, тепловой режим работы и др.), в данном случае необходимо получить заданные значения индуктивности рассеяния и тока намагничивания для обеспечения режима переключения транзисторов при нуле напряжения. Кроме того, серьезные конструктивные затруднения возникают при изготовлении вторичной обмотки трансформатора со средней точкой, особенно в модификациях преобразователя с низким выходным напряжением (МПК300А).

Блоки питания МПК300, производимые “МПП-Ирбис”, поставляются более чем десяти предприятиям России. На сегодня произведено и поставлено несколько сотен блоков питания. Они хорошо зарекомендовали себя при эксплуатации в серийных и опытных образцах функциональной аппаратуры. По оценке ассоциации “Электропитание”, основанной на анализе публикаций, а также информации, полученной на конференциях, семинарах, выставках и из каталогов ведущих фирм мира, эти блоки питания превосходят другие отечест-

венные разработки и соответствуют уровню лучших зарубежных аналогов.

Литература

1. Лукин А.В. Высокочастотные преобразователи напряжения с резонансным переключением. — М.: Электропитание, 1993, вып.1, с.15–26.
2. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактный регулятор постоянного напряжения. Авт.свид. №892614.
3. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. — М.: Радио и связь, 1989.
4. Лукин А. Высокочастотные преобразователи постоянного напряжения и их классификация. — Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 1998, № 1, с.33–36.

Материал, регулирующий температурный режим мощных полупроводниковых приборов

Фирмой Orcus разработан материал Termaphase для регулирования температурного режима работы мощных полупроводниковых приборов. При комнатной температуре компаунд находится в твердой фазе, а при температуре, слегка превышающей нормальную рабочую температуру полупроводникового прибора, переходит в жидкое состояние. В этом состоянии он заполняет междоузлия как кремния, так и материала теплоотвода. В результате обеспечивается полный тепловой контакт между мощным прибором и теплоотводом. Вследствие уменьшения теплового сопротивления прибор охлаждается ниже температуры фазового перехода прокладки, и она снова возвращается в твердое состояние.

Перепад теплового сопротивления материала Termaphase достаточно велик. Прокладка может быть изготовлена в виде электрического изолятора с тепловым сопротивлением 0,17°C/Вт и в виде электрического проводника с сопротивлением 0,025°C/Вт. Новый прокладочный материал также характеризуется большей стойкостью к очищающим растворам, чем традиционные.

Electronics Today International, 1998, v.27, №1, p. 10

Дайджест

Интересный метод измерения толщины стальных (даже корродированных) пластин предложен в Институте корабельных исследований при Министерстве транспорта Японии. Пластина заключается между двумя катушками, и через одну из них пропускается ступенчато изменяющийся ток. Толщина пластины определяется по амплитуде наведенного электромагнитным полем тока во второй катушке. Как показали эксперименты, форма волны и время задержки наведенного сигнала соответствуют толщине пластины. С помощью этого метода можно измерять толщину более 1 см. Такие пластины обычно применяются в конструкциях кораблей и подводных лодок. По точности этот метод несколько уступает традиционному, который основан на пропускании слабых колебаний через стальную пластину и приеме отраженных волн. Однако традиционный метод — длительный и трудоемкий, а для измерения безопасной толщины стальной пластины новый метод вполне достаточен.

JETRO, 1997, v.25, №8

Измерения толщины стали с помощью электромагнитных волн

Точность контрольно-измерительного оборудования нужно повышать

Согласно отчету “Новые решения должны соответствовать требованиям заказчика”, подготовленному фирмой Keithley Instruments на основе результатов опроса технологов и специалистов в области тестирования, следующее поколение контрольно-измерительного оборудования по точности измерений должно в шесть раз превосходить современные системы. По мнению 56% респондентов, их разрешение должно быть равно 16 бит (сегодня в таком разрешении нуждаются лишь 35% опоросенных).

<http://www.semiconductor-intl.com./breaking.htm>

Дайджест

ЭЛКОТЕХ Электронные компоненты и технологии	Полупроводниковые приборы ведущих зарубежных производителей	И	Силовая электроника для источников питания и промышленных приводов
			В том числе:
HEWLETT-PACKARD MOTOROLA NATIONAL SEMICONDUCTOR SIEMENS PLESSEY	AMD TEMIC MIA-COM TOSHIBA CML		<ul style="list-style-type: none"> ➤ Мощные IGBT-модули и дискретные транзисторы фирмы Toshiba на ток до 600 А и напряжение до 1700 В в различных конфигурациях; ➤ Оптоизолированные драйверы IGBT фирмы HP ➤ Быстродействующие выпрямительные диоды; ➤ Силовые биполярные и полевые транзисторы ➤ Тиристорные оптореле на ток до 2 А
<i>и многое другое . . .</i>			
107005, Москва, ул. Радио, д. 12, стр. 2. Тел.: (095) 261-9500, 755-8815. Факс: (095) 755-8814 E-Mail: elcotech @ clnet. msk.ru			