

М. М. КАРЛИНЕР, А. С. МЕДВЕДКО  
 (Новосибирск)

**ДИОДНЫЙ МОСТОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ  
 ДЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

Полупроводниковые диодные и транзисторные преобразователи, уступая электромеханическим преобразователям в величине дрейфа нуля, выгодно отличаются от последних по быстрдействию и имеют практически неограниченный срок службы. Этим в основном и объясняется стремление применять полупроводниковые преобразователи в усилителях постоянного тока.

В диодных преобразователях в качестве управляемого ключа используется диодный мост. Мосты состояются либо из четырех диодов, либо из комбинации диодов и сопротивлений [1, 2]. Для управления используется напряжение (ток) синусоидальной или прямоугольной формы. Упрощенные схемы однотактных мостовых преобразователей приведены на рис. 1, а, б. Сопротивления  $R_3, R_4$  в двухдиодном мосте вы-

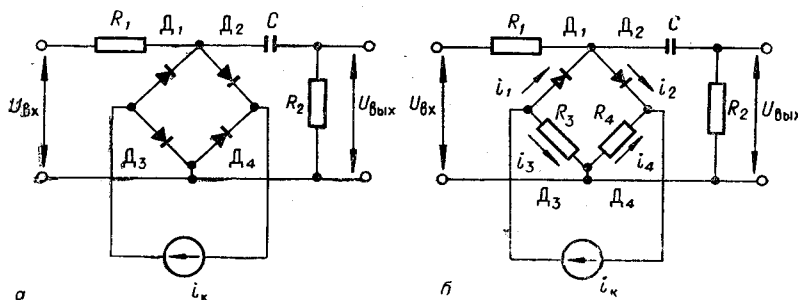


Рис. 1. Схемы мостовых преобразователей:  
 а — мост из четырех диодов; б — мост из двух диодов и двух сопротивлений.

бираются так, чтобы при отпирании диодов коэффициент передачи  $K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$  уменьшался в несколько раз по сравнению с коэффициентом передачи при запертых диодах. Последний определяется соотношением сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Для того чтобы коммутирующий сигнал не создавал паразитного напряжения на нагрузке, мост необходимо сбалансировать. Как правило, достаточно сбалансировать мост только в отпертом состоянии. Такую балансировку проводят двумя способами: а) подбором диодов с идентичными вольт-амперными характеристиками в прямом направле-

нии; б) включением дополнительных регулируемых сопротивлений в плечи моста. Поскольку реальная характеристика диода в широком диапазоне прямых токов экспоненциальна [3], условие баланса, полученное при кусочно-линейной аппроксимации [2], выполняется только для некоторых значений коммутирующего тока. В результате управляющее напряжение появляется на выходе моста в виде паразитного сигнала, содержащего гармоники напряжения коммутирующей частоты. Если последующий усилитель имеет сравнительно широкую полосу пропускания, паразитное напряжение, особенно его вторая гармоника, может нарушать работу выходного каскада и сужать динамический диапазон усилителя. Включение дополнительных фильтров усложняет схему усилителя и приводит к искажению его частотной характеристики. Напряжения третьей и более высоких гармоник эффективно ослабляются в усилителе без существенных усложнений схемы, поэтому их влияние на характеристики не рассматриваем.

Для оценки возможной величины паразитного напряжения второй гармоники на выходе преобразователя и зависимости этого напряжения от параметров схемы рассматривались условия баланса отпертого моста в однотактном преобразователе (см. рис. 1, б).

Анализ проводился при следующих условиях, справедливых в большинстве случаев:

- 1) коммутация моста осуществляется полусинусоидами тока;
- 2) в широком диапазоне коммутирующего тока справедливы соотношения:

$$\left. \begin{aligned} i_1 = i_2 = I_m \sin \omega t \\ i_3 = i_4 \\ i_1 \gg i_3 \end{aligned} \right\} \text{ при } \theta \leq \omega t \leq \pi - \theta;$$

$$i_1 = i_2 = 0 \text{ при } \pi - \theta \leq \omega t \leq 2\pi + \theta,$$

где  $\theta$  — угол отсечки, приближенно определяемый как  $\theta = \frac{i_{3\max}}{i_{1\max}}$ ; обычно  $\theta = 0,1 \div 0,5$ ;

3) вольт-амперная характеристика диода [3] в рабочем диапазоне коммутирующего тока аппроксимируется уравнением

$$i = I_s e^{\alpha U_d}.$$

С учетом названных условий выражение для напряжения на выходе преобразователя при  $U_{вх} = 0$  принимает вид

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{d1} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{d2} =$$

$$= \frac{1}{R_3 + R_4} \left[ \frac{R_3}{\alpha_2} \ln \frac{I_{s2}}{I_{s1}} + \left( \frac{R_4}{\alpha_1} - \frac{R_3}{\alpha_2} \right) \ln \frac{I_m \sin \omega t}{I_{s1}} \right] \quad (1)$$

для  $\theta \leq \omega t \leq \pi - \theta$ ;  $U_{\text{вых}} = 0$  для  $\pi - \theta \leq \omega t \leq 2\pi + \theta$ . Обозначив  $\frac{1}{R_3 + R_4} = K$ ,  $\frac{R_4}{\alpha_1} = A_1$ ,  $\frac{R_3}{\alpha_2} = A_2$ ,  $I_{s2} = b I_{s1}$ , после несложных преобразований вместо (1) получаем

$$U_{\text{вых}} = K A_2 \left[ \ln b + \left( \frac{A_1}{A_2} - 1 \right) \ln \frac{I_m}{I_{s1}} \right] + K A_2 \left( \frac{A_1}{A_2} - 1 \right) \ln \sin \omega t. \quad (2)$$

Для амплитуд первой и второй гармоник паразитного напряжения на выходе расчет дает следующие результаты:

$$U_{m1} = \frac{2KA_2}{\pi} \cos \theta \left[ \ln b + \left( \frac{A_1}{A_2} - 1 \right) \ln \frac{I_m \sin \theta}{I_{s1}} - \left( \frac{A_1}{A_2} - 1 \right) \left( 1 + \frac{\ln \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{\cos \theta} \right) \right]; \quad (3)$$

$$U_{m2} = -\frac{KA_2}{\pi} \sin 2\theta \left[ \ln b + \left( \frac{A_1}{A_2} - 1 \right) \ln \frac{I_m}{I_{s1}} + \frac{1}{2} \left( \frac{A_1}{A_2} - 1 \right) \left( \frac{\pi - 2\theta}{\sin 2\theta} - 1 + 2 \ln \sin \theta \right) \right]. \quad (4)$$

При балансировке моста стремятся уменьшить до нуля первую гармонику паразитного напряжения. Для этого случая, считая  $\cos \theta \approx 1$ , получаем следующее условие баланса:

$$\left( \frac{A_1}{A_2} - 1 \right) = -\frac{\ln b}{\ln \frac{I_m \sin \theta}{I_{s1} \operatorname{tg} \theta/2} - 1} \approx \frac{\ln b}{\ln \frac{2I_m}{I_{s1}} - 1}. \quad (5)$$

Подстановка равенства (5) в (4) дает амплитуду второй гармоники остаточного напряжения при скомпенсированном до нуля напряжении первой гармоники:

$$U_{m2} = \frac{KA_2}{\pi} \sin 2\theta \frac{\ln b}{\ln \frac{2I_m}{I_{s1}} - 1} \left[ \frac{1}{2} + \frac{\pi - 2\theta}{2 \sin 2\theta} + \ln \frac{\sin \theta}{2} \right]. \quad (6)$$

Приведенные на рис. 2, а временные диаграммы процессов, происходящих в преобразователе, качественно иллюстрируют полученные результаты.

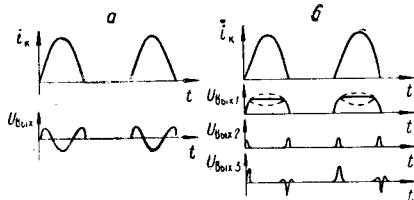


Рис. 2. Диаграммы напряжений на выходе преобразователя: а — без применения источника компенсирующего напряжения; б — при наличии источника.

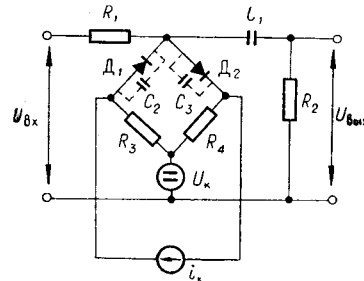


Рис. 3. Схема включения компенсирующего напряжения в мостовой преобразователь.

Полная компенсация паразитного напряжения на выходе моста возможна при выполнении следующих условий:

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{1}{a_2} \ln \frac{I_{s2}}{I_{s1}} = 0, \quad \frac{R_4}{a_1} - \frac{R_3}{a_2} = 0, \quad (7)$$

тождественно обращающих правую часть (1) в нуль при любом значении коммутирующего тока. Второе условие обеспечивается регулировкой сопротивлений; первое можно выполнить следующими двумя способами:

а) подбором диодов с равными обратными токами:

$$I_{s1} = I_{s2}; \text{ тогда } \ln I_{s1}/I_{s2} = 0;$$

б) введением последовательно с мостом постоянного компенсирующего напряжения (рис. 3), удовлетворяющего равенству

$$U_k = - \frac{R_3}{R_4 + R_3} \frac{1}{\alpha_2} \ln \frac{I_{s2}}{I_{s1}}. \quad (8)$$

В этом случае во время действия на мост отпирающего коммутирующего напряжения к выходу преобразователя прикладываются паразитное и компенсирующее напряжения, частично уничтожающие друг друга. Поочередной регулировкой напряжения и сопротивлений плеч моста можно добиться выполнения равенств (7), (8) и, следовательно, получить почти идеальную компенсацию выходного паразитного напряжения. В течение последующего полупериода коммутирующего напряжения диоды моста имеют большое сопротивление, и компенсирующий источник не воздействует на выход преобразователя.

Балансировать преобразователь удобно при наблюдении выходного напряжения через широкополосный усилитель на осциллографе. В этом случае целесообразно соблюдать следующий порядок балансировки. При  $U_k = 0$  регулировкой сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  получить выходное напряжение в виде прямоугольных импульсов с плоской вершиной (см.  $U_{\text{вых 1}}$  на рис. 2, б). Затем регулировкой  $U_k$  добиться совмещения вершины импульса с нулевой линией. При этом компенсация паразитного напряжения на выходе оказывается наиболее полной. Небольшой остаток получается в виде коротких импульсов, появляющихся в моменты начала и конца коммутирующего полупериода (см.  $U_{\text{вых 2}}$  на рис. 2, б).

Собственные емкости диодов несколько искажают картину переходного процесса. Разброс их значений приводит к появлению импульсов разбаланса противоположной полярности (см.  $U_{\text{вых 3}}$  на рис. 2, б), амплитуды которых определяют уровень нечетных гармоник на выходе преобразователя. Известно, что в подобных схемах емкостный разбаланс не вызывает «дрейфа нуля» выходного напряжения, но может перегружать усилитель. Частично емкостный разбаланс убирается подключением регулируемых конденсаторов параллельно диодам ( $C_2, C_3$  на рис. 3). Наибольший вклад в величину сигнала разбаланса емкости вносят при использовании для коммутации напряжения прямоугольной формы. В связи с этим более приемлемой следует считать коммутацию моста синусоидальным напряжением. В этом случае регулировкой конденсаторов  $C_2, C_3$  напряжение нечетных гармоник можно уменьшить до уровня 5—10 мкв.

Работа обоих вариантов схем преобразователя была опробована на макете. Частота коммутирующего напряжения была взята равной 5 кГц. В качестве диодов использовались эмиттерные переходы высокочастотных транзисторов типа П403, вольт-амперная характеристика которых наиболее близка к идеальной и которые имеют малый обратный ток. Пары диодов, включаемых в мост, подбирались таким образом, что их обратные токи отличались не более чем в 2 раза. Расчет паразитного напряжения второй гармоники по формуле (6) при  $I_m = 2 \cdot 10^{-3} \text{ а}$ ,  $I_{s1} = 10^{-6} \text{ а}$ ,  $I_{s2} = 1,2 \cdot 10^{-6} \text{ а}$ ,  $\alpha_1 \approx \alpha_2 = 40 \text{ в}^{-1}$  и  $R_3 = R_4$  дает результат  $U_{m2} = 50 \text{ мкв}$ . Экспериментально было получено напряжение разбаланса величиной от 50 до 100 мкв даже при подборе диодов с более близкими значениями  $I_s$ . При балансировке моста

с использованием дополнительного напряжения паразитное напряжение второй гармоники сводилось до 10—15 мкв при нулевом значении напряжения первой гармоники.

Описанная схема моста с включением дополнительного напряжения была использована в преобразователе постоянного напряжения в переменное для усилителя сигнала ошибки схемы стабилизации тока электромагнита. Преобразователь выполнен по двухтактной схеме с использованием двух мостов и с трансформаторным выходом (рис. 4).

Работа рассматриваемой схемы отличается от работы однотактных преобразователей тем, что, поочередно открываясь, мосты переключают направление тока в нагрузку при неизменной полярности входного сигнала. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  в плечах мостов подбираются для уменьшения паразитного выходного напряжения, вызванного различием собственных емкостей диодов.

В качестве компенсирующего источника ( $U_{к\max} = 5\text{ мв}$ ) была использована часть опорного напряжения схемы стабилизации. Выходной трансформатор схемы — резонансный — настроен на частоту 5 кГц. Добротность контура уменьшалась искусственно до  $Q \approx 2,5$  с целью получения нужной полосы пропускания. Коммутируются мосты противофазными полусинусоидами тока амплитудой  $1 \div 2\text{ ма}$ , снимаемыми со вторичной обмотки коммутирующего трансформатора (Тр 2). Полученная схема имеет следующие параметры: уровень напряжения второй гармоники на выходе  $U_{т\text{ вых}} = 10 \div 20\text{ мкв}$ , температурный дрейф нуля  $15\text{ мкв/град}$  (проверялся в диапазоне температур от +20 до +55° С); коэффициент преобразования  $K_{пр} = U_{т\text{ вых}} / U_{вх} = 0,7$ .

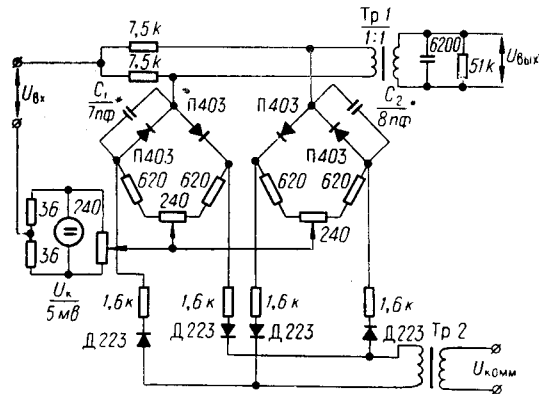


Рис. 4. Двухтактный диодный преобразователь постоянного напряжения.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. И. И. Акулов, В. Я. Баржин и др. Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах. М., Связьиздат, 1963.
2. А. А. Арефьев. Расчет кольцевого преобразователя постоянного тока в переменный. — В сб. «Электрические методы автоматического контроля», вып. 3. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1962.
3. Я. А. Федотов. Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1963.

Поступила в редакцию  
3 августа 1967 г.,  
окончательный вариант —  
25 января 1968 г.