

МОСТОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С УДВОИТЕЛЕМ ТОКА ПРИ ПОДМАГНИЧИВАНИИ СЕРДЕЧНИКА ТРАНСФОРМАТОРА

Б. Гусев,
Д. Овчинников

Несимметричный режим работы силового трансформатора в мостовом преобразователе с фазовым управлением и удвоителем тока представляет серьезную проблему в преобразовательной технике. Проведенный анализ несимметрии показывает, что главная ее причина заключается в неравенстве сопротивления обмоток дросселей и проводников печатной платы в дроссельных ветвях. Отсюда — необходимость тщательного выбора типа обмоток дросселей, технологии их монтажа и соблюдения равенства сопротивлений соответствующих проводников. Полученное соотношение для постоянного тока подмагничивания вторичной обмотки трансформатора характеризует степень намагничивания сердечника.

Со времени появления первых транзисторных преобразователей напряжения намагничивание сердечника трансформатора постоянной составляющей тока и возможность одностороннего насыщения сердечника всегда представляли серьезную проблему для схем, работающих в симметричном режиме, — двухтактных, мостовых и полумостовых. Несимметричный режим работы трансформатора приводил к тяжелым последствиям: повышенным токовым нагрузкам ключей, повышенным потерям и даже к выходу из строя преобразователя [1].

Сегодня одно из самых распространенных решений при построении DC/DC-преобразователей с мощностью свыше 1000 Вт — применение мостовой схемы с фазовым управлением, которая имеет такие достоинства, как переключение при нуле напряжения, умеренные нагрузки по напряжению и току транзисторов и диодов. Выполнение выходной части DC/DC-преобразователя возможно в различных вариантах, например с классическим LC-фильтром низких частот (рис. 1а) [2] и выпрямителем с удвоителем тока (рис. 1б) [3]. Последняя схема находит все более широкое применение в устройствах большой мощности благодаря простоте конструкции трансформатора, не имеющего среднего вывода вторичной обмотки, малому действующему току в этой обмотке, малой индуктивности рассеяния и высокой технологичности изготовления дросселей, в каждом из которых ток в два раза меньше, чем ток нагрузки.

Однако использование выпрямителя с удвоителем тока может привести к возникновению постоянного тока подмагничивания в трансформаторе, который, в свою очередь, приведет к несимметричному перемагничиванию сердечника и приближению максимальной индукции к индукции насыщения. При значительной несимметрии сердечник способен войти в одностороннее насыще-

ние, что вызовет недопустимые последствия в работе устройства. Постоянная составляющая тока подмагничивания трансформатора обусловлена двумя причинами: несимметрией по интервалам коммутации первичной стороны или несимметрией тока во вторичной обмотке трансформатора. Современные ШИМ-контроллеры для фазового управления исключают несимметрию по управлению. Несимметрию тока вторичной обмотки трансформатора определяют источники тока вторичной стороны преобразователя в каждом интервале работы. Очевидно, что в режиме токов, близких к номинальному, определяющими интервалами будут интервалы работы каждой диагонали первичной стороны. Дроссели выходного фильтра преобразователя можно для периодического режима работы считать источниками тока. Следовательно, если в выходной части мостового преобразователя используется LC-фильтр, возникновение несимметрии тока вторичной обмотки практически невозможно, так как из-за непрерывности тока дросселя и одинаковой длительности работы каждой диагонали средний ток дросселя в каждом интервале будет одним и тем же. Что же касается преобразователя с удвоителем тока, то в этой схеме в каждом временном интервале работают одновременно два дросселя, и токи в них могут быть разными. Если средние токи дросселей оказываются неравными, то появляется и неравенство средних токов, проходящих через диоды и, следовательно, возникает постоянный ток через вторичную обмотку трансформатора.

Какие же факторы влияют на возникновение несимметрии? Для получения аналитического выражения постоянного тока, проходящего через вторичную обмотку трансформатора, воспользуемся схемой замещения преобразователя с удвоителем тока, представленной на рис. 2. Каждый транзистор показан как последовательное соединение сопротивления транзистора в открытом состоянии ($R_{T1}, R_{T2}, R_{T3}, R_{T4}$) и идеального ключа ($K_{л1}, K_{л2}, K_{л3}, K_{л4}$). Диоды представлены соединением идеального ключа ($K_{лд1}, K_{лд2}$) с дифференциальным сопротивлением диода (R_{D1}, R_{D2}) и источником напряжения (U_{D1}, U_{D2}), характеризующим пороговое напряжение на диоде при аппроксимации прямого участка ВАХ диода

Представляем авторов статьи

ГУСЕВ Борис Андреевич. Инженер ЗАО "Связь-инжиниринг". Аспирант Московского государственного авиационного института (технического университета). E-mail: boris@sving.ru

ОВЧИННИКОВ Денис Александрович. Ст. инженер ЗАО "Связь-инжиниринг". E-mail: denis@sving.ru

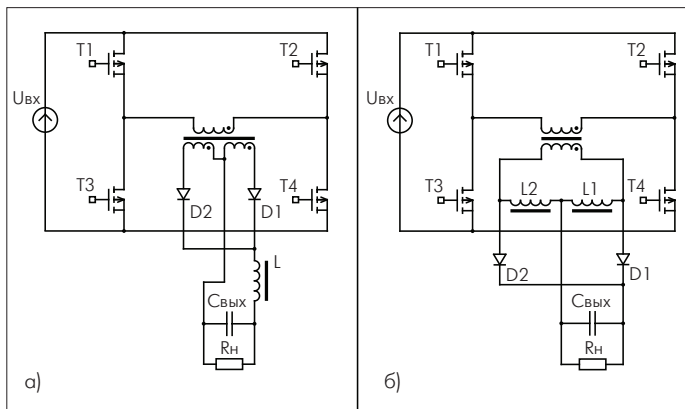


Рис. 1. DC/DC-преобразователь с выходной частью: а) LC-фильтр нижних частот; б) выпрямитель с удвоителем тока

двумя ломаными линиями. (Другие обозначения на рис.2: R_{W1} – сопротивление первичной обмотки силового трансформатора, R_{W2} – сопротивление вторичной обмотки трансформатора, R_{L1} , R_{L2} – сопротивления обмоток дросселей и проводников печатной платы в дроссельных ветвях.) Токи в дросселях L_1 и L_2 принимаются постоянными.

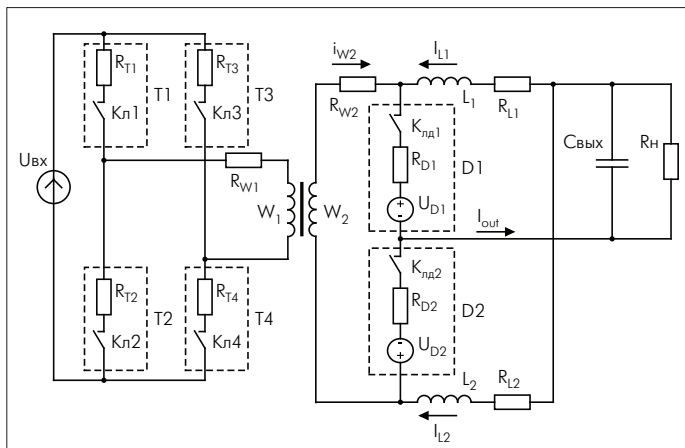


Рис. 2. Схема замещения преобразователя

При анализе схемы полагаем, что сердечник трансформатора имеет линейную зависимость перемагничивания без гистерезиса. Для определения тока подмагничивания определяется ток, равный постоянному току через индуктивность намагничивания, приведенной к вторичной обмотке W_2 . Принимая сопротивления ключей первичной стороны преобразователя равными для различных интервалов работы ($R_{T1} = R_{T2} = R_{T3} = R_{T4} = R_T$), можно перейти к схеме замещения, представленной на рис.3. Здесь сопротивление R'_{W1} – приведенное к вторичной обмотке сопротивление первичной стороны:

$$R'_{W1} = \left(\frac{W_2}{W_1}\right)^2 (2R_T + R_{W1}) \quad (1)$$

Если считать, что пульсации выходного напряжения малы, то нагрузку и выходной конденсатор можно представить источником тока I_H . Источник напряжения переменного тока в первичной цепи является симметричным и не содержит постоянной составляющей, а поскольку суммарные сопротивления транзисторов во всех интервалах приняты равными, то средний за период ток в ветви с сопротивлением R'_{W1} должен быть также равен нулю. Поэтому ток подмагничивания трансформатора равен среднему току через вторичную обмотку.

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора и временные интервалы работы схемы, изображенной на рис.1, показаны на рис.4, где:

интервал $t_{\mu 1}$: T1, T4 открыты, T2, T3 закрыты, открыт диод D1;
интервал $t_{\mu 1}$: T1, T2 открыты, T3, T4 закрыты, открыты оба диода;
интервал $t_{\mu 2}$: T2, T3 открыты, T1, T4 закрыты, открыт диод D2;
интервал $t_{\mu 2}$: T3, T4 открыты, T1, T2 закрыты, открыты оба диода.

Определим токи во вторичной обмотке W_2 за интервалы

$$t_{\mu 1}: I_{W2n1} = I_{L2}; \quad (2)$$

$$t_{\mu 1}: I_{W2n1} = \frac{U_{D2} - U_{D1} + I_{L2}R_{D2} - I_{L1}R_{D1} + I_{\mu}R'_{W1}}{R_{W2} + R_{D1} + R_{D2} + R'_{W1}}; \quad (3)$$

$$t_{\mu 2}: I_{W2n2} = -I_{L1}; \quad (4)$$

$$t_{\mu 2}: I_{W2n2} = \frac{U_{D2} - U_{D1} + I_{L2}R_{D2} - I_{L1}R_{D1} + I_{\mu}R'_{W1}}{R_{W2} + R_{D1} + R_{D2} + R'_{W1}}. \quad (5)$$

Обозначим через D коэффициент заполнения импульсов:
 $D = 2t_{\mu 1}/T = 2t_{\mu 2}/T$.

Для упрощения выкладок примем:

$$R_{\Sigma} = R_{W2} + R_{D1} + R_{D2} + R'_{W1}.$$

Исходя из (2)–(5), средний ток за период во вторичной обмотке W_2 равен:

$$I_{W2} = \frac{D}{2}(I_{L2} - I_{L1}) + (1-D)\left(\frac{U_{D2} - U_{D1} + I_{L2}R_{D2} - I_{L1}R_{D1} + R'_{W1}I_{\mu}}{R_{\Sigma}} + \frac{R'_{W1}}{R_{\Sigma}}I_{\mu}\right). \quad (6)$$

Поскольку $I_{\mu} = I_{W2}$, из (6) получим уравнение, в котором три неизвестных (I_{W2} , I_{L1} , I_{L2}):

$$k_1 I_{W2} + \left(\frac{D}{2} + \frac{(1-D)R_{D1}}{R_{\Sigma}}\right)I_{L1} - \left(\frac{D}{2} + \frac{(1-D)R_{D2}}{R_{\Sigma}}\right)I_{L2} = (1-D) \cdot \frac{U_{D2} - U_{D1}}{R_{\Sigma}}, \quad (7)$$

где

$$k_1 = \frac{DR'_{W1} + R_{W2} + R_{D1} + R_{D2}}{R_{\Sigma}}.$$

По первому закону Кирхгофа для узла "а" на рис.3:

$$I_{L1} + I_{L2} = I_H. \quad (8)$$

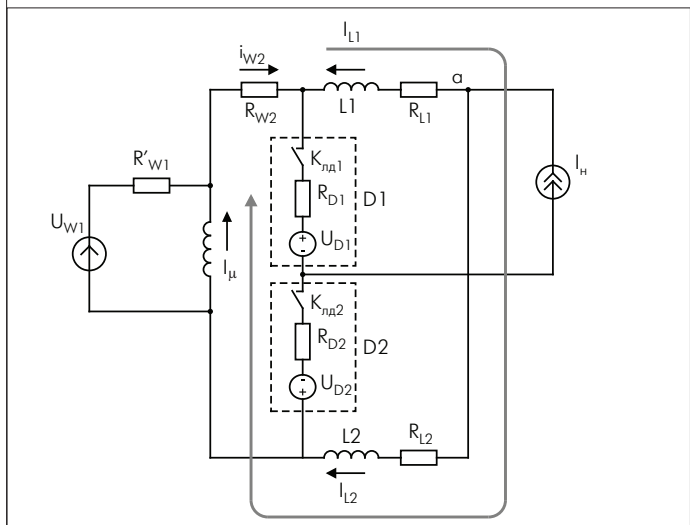


Рис. 3. Схема замещения, приведенная к вторичной обмотке

Рассмотрим контур, показанный на рис.3. По второму закону Кирхгофа для средних за период значений токов запишем уравнение:

$$-I_{L1}R_{L1} + I_{L2}R_{L2} + I_{W2}R_{W2} = 0 \quad (9)$$

Решая систему уравнений (7), (8), (9), получим искомые токи:

$$I_{W2} = \frac{\frac{D}{2}(R_{L1} - R_{L2})I_H + (1-D)\frac{R_{D2}R_{L1} - R_{D1}R_{L2}}{R_{\Sigma}}I_H + (1-D)\frac{(U_{D2} - U_{D1})(R_{L2} + R_{L1})}{R_{\Sigma}}}{DR_{W2} + (1-D)\frac{(R_{D2} + R_{D1})R_{W2}}{R_{\Sigma}} + k_1(R_{L1} + R_{L2})} \quad (10)$$

$$I_{L1} = \frac{(R_{L2}k_1 + \frac{D}{2}R_{W2} + (1-D)\frac{R_{W2}R_{D2}}{R_{\Sigma}})I_H + (1-D)\frac{R_{W2}(U_{D2} - U_{D1})}{R_{\Sigma}}}{DR_{W2} + (1-D)\frac{(R_{D2} + R_{D1})R_{W2}}{R_{\Sigma}} + k_1(R_{L1} + R_{L2})} \quad (11)$$

$$I_{L2} = \frac{(R_{L1}k_1 + \frac{D}{2}R_{W2} + (1-D)\frac{R_{W2}R_{D1}}{R_{\Sigma}})I_H + (1-D)\frac{R_{W2}(U_{D1} - U_{D2})}{R_{\Sigma}}}{DR_{W2} + (1-D)\frac{(R_{D2} + R_{D1})R_{W2}}{R_{\Sigma}} + k_1(R_{L1} + R_{L2})} \quad (12)$$

Неравенство нулю тока I_{W2} (10) означает появление постоянной составляющей индукции в сердечнике силового трансформатора. С целью ее определения проанализируем полученное соотношение. В качестве примера проведем расчет по соотношению (10) при следующих исходных данных: $D = 0,8$, $I_H = 50$ А, $R_T = 110$ мОм, $R_{W1} = 1$ мОм. За расчетную величину примем постоянную составляющую индукции:

$$B_{\Sigma} = 4\pi \cdot 10^{-7} \mu \frac{W2}{lm} I_{W2} \quad (13)$$

В трансформаторе используем кольцевой сердечник R63 (63x38x25). Его материал – высокочастотный феррит N87 с магнитной проницаемостью $\mu = 2200$; число витков вторичной обмотки трансформатора $W2 = 7$; длина средней магнитной силовой линии $l_m = 0,1521$ м. На рис.5 представлена зависимость постоянной составляющей индукции от разброса сопротивлений R_{L2} для трех их исходных значений (3,5; 4; 4,5 мОм) при следующих условиях: $U_{D1} = U_{D2} = 0,52$ В, $R_{D1} = R_{D2} = 21,5$ мОм, $R_{L1} = R_{L2} = 3,5$ мОм. В качестве переменной использовался разброс

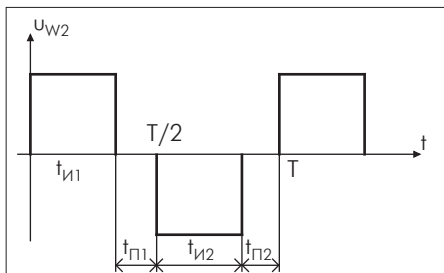


Рис.4. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора и временные интервалы

средней магнитной силовой линии $l_m = 0,1521$ м. На рис.5 представлена зависимость постоянной составляющей индукции от разброса сопротивлений R_{L2} для трех их исходных значений (3,5; 4; 4,5 мОм) при следующих условиях: $U_{D1} = U_{D2} = 0,52$ В, $R_{D1} = R_{D2} = 21,5$ мОм, $R_{L1} = R_{L2} = 3,5$ мОм. В качестве переменной использовался разброс

$$\Delta R_{L2} = 100 \left(\frac{R_{L2}}{R_{L1}} - 1 \right) \quad \text{при } R_{L2} > R_{L1}.$$

Анализ рис.5 показывает, что с увеличением разброса сопротивлений в дроссельных ветвях постоянная составляющая индукции значительно возрастает. Необходимо отметить, что на ее значение также влияет и абсолютное значение сопротивлений в дроссельных ветвях: большее сопротивление приводит к большей постоянной составляющей индукции при том же разбросе сопротивлений. При $R_{L2} < R_{L1}$ постоянная составляющая индукции меняет знак при тех же абсолютных значениях.

Зависимость постоянной составляющей индукции от разброса пороговых напряжений на выходных диодах выпрямителя и от разброса дифференциальных сопротивлений этих диодов оди-

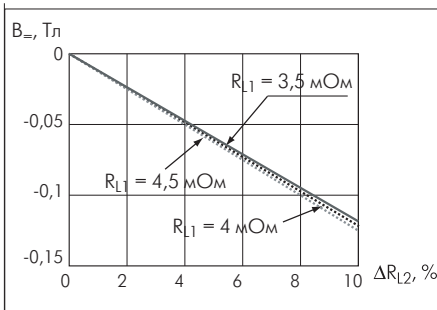


Рис.5. Зависимость постоянной составляющей индукции от разброса сопротивлений в дроссельных ветвях

накова и имеет тот же характер, что и от разброса сопротивлений в дроссельных ветвях, но абсолютное значение постоянной составляющей индукции теперь на порядок меньше.

О влиянии параметров схемы преобразователя можно

сделать следующий общий вывод: наибольшее влияние на постоянное подмагничивание в сердечнике оказывает разброс в дроссельных ветвях – разброс сопротивлений самих дросселей и проводников печатной платы.

Для подтверждения полученных результатов было проведено моделирование мостового преобразователя с удвоителем тока с помощью программы PSPICE (рис.6). С целью сокращения вычислительного времени программы PSPICE в качестве полупроводниковых приборов использовались идеальные модели (МДП-транзистор: идеальный ключ с конечным сопротивлением в открытом состоянии; диод: ключ с источником напряжения и сопротивлением). По результатам анализа и моделирования произведен расчет подмагничивания при различных вариантах выполнения макетного образца со следующими параметрами: $P_o = 3000$ Вт, $U_{\text{вых}} = 48$ В. При расчете использовались реальные дроссели и платы, которые позволили получить разные сопротивления в ветвях схемы (см.таблицу).

Проведено также моделирование нескольких вариантов преобразователя при использовании реальных моделей транзисторов. При этом результаты расчетов практически совпали с результатами, приведенными в таблице.

Для нескольких вариантов параметров, представленных в таблице, были проведены испытания макетного образца преобразователя с выходной мощностью 3000 Вт, работающего с частотой 100 кГц. Значения максимальной индукции в сердечнике трансформатора оценивались по формуле:

$$B_m = B_{\Sigma} + B_{\Sigma-}$$

$$\text{где } B_{\Sigma-} = \frac{U_{\text{вх}} D}{2fScW1}.$$

Результаты расчета схемы и моделирования

R_{UD1} , мОм	R_{UD2} , мОм	R_{L1} , мОм	R_{L2} , мОм	B_{Σ} , Тл, расчет	B_{Σ} , Тл, модель
21,5	21,5	3,288	3,448	-0,071	-0,067
- "	- "	3,288	3,574	-0,115	-0,109
- "	- "	3,524	3,522	-0,013	-0,011
- "	- "	3,789	3,792	-0,015	-0,014
- "	- "	4,968	4,964	-0,014	-0,013
- "	- "	5,469	5,182	0,056	0,055
- "	- "	5,538	4,858	0,158	0,158
- "	- "	5,339	3,632	0,474	0,465
- "	- "	5,794	4,932	0,198	0,199
23,65	19,35	3,524	3,522	-0,042	-0,039
- "	- "	5,794	4,932	0,166	0,165
19,35	23,65	3,524	3,522	0,016	0,015
- "	- "	5,794	4,932	0,230	0,225



Если $f = 100$ кГц, $D = 0,8$, $S_c = 305,9$ мм², $W1 = 18$, то $B_{-} = 0,145$ Тл. Индукция насыщения по справочным данным фирмы EPCOS для комнатной температуры и частоты 10 кГц составляет 0,44–0,49 Тл ($H=200-1200$ А/м), для температуры 100°C – 0,37–0,39 Тл. В качестве контролируемого параметра использовался мгновенный ток вторичной обмотки. Результаты представлены на рис. 6, 7 и 8.

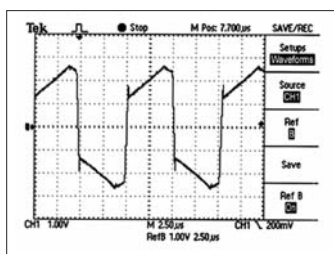


Рис.6. Осциллограмма тока в диагонали моста при отсутствии несимметрии

Анализ осциллограмм говорит о хорошей сходимости результатов аналитического расчета, моделирования и эксперимента. Необходимо отметить, что если начальные сопротивления дросселей отличаются не очень сильно, но обдув дросселей неравномерен или отвод тепла от обмоток плохой, то по истечении некоторого времени разброс сопротивлений может значительно возрасти, что приведет к появлению несимметрии даже для благополучного случая. Например, на рис.7а показаны результаты при комнатной температуре дросселей, а на рис.7б – для тех же параметров схемы, но при температуре дросселя $L_1 = 85^\circ\text{C}$, а дросселя $L_2 = 69^\circ\text{C}$.

Возникает вопрос, можно ли избежать несимметрии, применяя средства защиты по току, заложенные в ШИМ-контроллерах? В этом плане возможности построения управления и защиты заключаются в следующем:

- сложение внешнего пилообразного напряжения с напряжением, пропорциональным мгновенному току первичной обмотки трансформатора, позволяет выполнить коррекцию длительности управляющих импульсов в каждом такте;
- при большой перегрузке по току включается компаратор защиты по мгновенному току, ограничивающий длительность только в данном интервале импульса;
- при очень большой токовой перегрузке используется второй компаратор защиты с большим опорным напряжением для перезапуска ШИМ-контроллера.

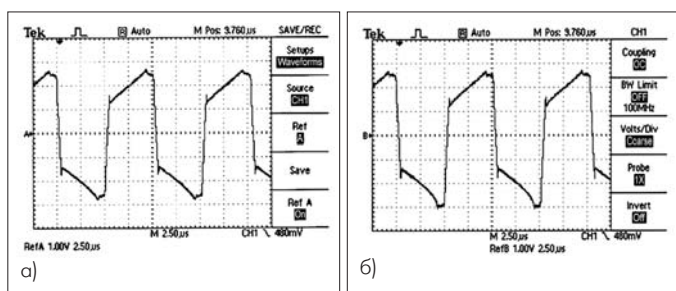


Рис. 7. Осциллограммы тока в диагонали моста при одинаковым (а) и неодинаковым (б) нагреве дросселей

При значительной несимметрии рост тока через первичную обмотку трансформатора в каждом такте происходит с большой скоростью, что может привести к ситуации, когда ограничение длительности импульсов в каждом такте не успевает скорректировать несимметрию. Это вызывает срабатывание компаратора с перезапуском ШИМ-контроллера, что приводит к нарушению нормального режима работы преобразователя. Такой режим показан на рис.8 и 9.

При очень большой несимметрии, вызванной, например, некачественной пайкой многожильной обмотки дросселя или перекосом

проводников печатной платы, не успевает сработать даже вторая ступень защиты. В результате преобразователь выходит из строя из-за недопустимых токов через силовые ключи первичной стороны.

Можно предложить такие способы устранения несимметричного режима работы трансформатора:

- использование сердечника трансформатора с зазором. Однако в ряде случаев применение таких трансформаторов неприемлемо по следующим соображениям:
 - трансформаторы с разрезными сердечниками требуют применения каркаса, что повышает их стоимость;
 - трансформаторы с зазором имеют большую индуктивность рассеивания, что отрицательно влияет на регулировочную характеристику преобразователя и увеличивает обратное напряжение на запираемых диодах выходного выпрямителя;
 - применение разрезного сердечника может явиться причиной перегрева остальных компонентов конструкции вследствие перекрытия потока воздуха трансформатором с большой высотой;
- выполнение жестких требований к сопротивлению обмоток дросселей и дорожек печатной платы в дроссельных ветвях;
- управление по мгновенному току первичной обмотки, с помощью которого происходит компенсация несимметрии во времени. Однако этот способ имеет ограниченные возможности из-за конечного усиления в токовом контуре и временных задержек при передаче сигналов управления к затворам транзисторов.

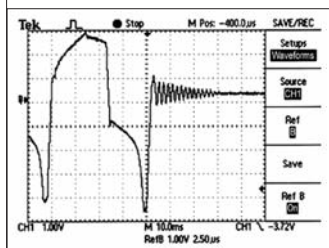


Рис.8. Осциллограмма тока в диагонали моста при срабатывании компаратора с перезапуском ШИМ-контроллера при развертке, равной периоду коммутации

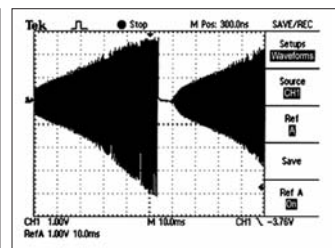


Рис.9. Осциллограмма тока в диагонали моста при срабатывании компаратора с перезапуском ШИМ-контроллера при развертке, равной периоду срабатывания второй ступени защиты

Возможности защиты по току в современных ШИМ-контроллерах недостаточны при неправильном выполнении или монтаже дросселей, а также при неудачной разводке печатной платы силовой части преобразователя. Разброс параметров силовых ключей и диодов на несимметрию практически не влияет.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андреев В.В. Несимметричный режим работы силового трансформатора в транзисторном преобразователе. – Электронная техника в автоматике: Сб. статей под ред. Ю.И. Конева, вып.2. – М.:Сов. радио, 1971.
2. D.Sable and F.C.Lee. The operation of a full-bridge zero-voltage-switched PWM converter. – Proc. Virginia Power Electron. Center Seminar, 1989.
3. N.H. Kutkut, D.M. Divan and R.W. Gascoigne. An improved full-bridge zero-voltage switching PWM converter using a two-inductor rectifier. – IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, No.1, pp. 119–126, Jan./Feb. 1995.
4. Ferrites and Accessories, EPCOS, Data Book, 2001.