

ВЫБОР СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ С РЕЗОНАНСНЫМ КОНТУРОМ

Александр Сбродов

В технической литературе резонансным преобразователям уделяется не очень много внимания. Данная статья в какой-то мере восполняет этот пробел. В статье изложены принципы работы резонансных преобразователей напряжения и методика выбора типа силового транзистора, а также даны практические рекомендации по расчету схемы, приведены формулы, таблицы и графики, позволяющие сравнить эффективность работы транзисторов MOSFET и IGBT.

Эффективность работы источников вторичного электропитания в значительной мере определяется показателями используемых в них преобразователей напряжения. Улучшение удельных показателей преобразователей напряжения (ПН) тесно связано с повышением частоты коммутации при одновременном повышении надежности и уменьшении энергетических потерь. В традиционных схемах преобразователей форма тока, протекающего через силовые ключи, близка к треугольной или прямоугольной. При этом в силовых транзисторах возникают потери на переключение, которые растут пропорционально частоте. Особенно это касается IGBT-транзисторов, в которых по сравнению с MOSFET-транзисторами потери на переключение довольно велики.

Данная тема уже была рассмотрена на страницах журнала «Электронные компоненты» в статьях Е.Дуплякина «IGBT или MOSFET? Оптимальный выбор» («ЭК» №1, 2000 г.) и А.Кая «IGBT или MOSFET? Практика выбора» («ЭК» №2 2000 г.) В последнее время становятся популярны так называемые резонансные преобразователи напряжения, отличительной особенностью которых является переключение силовых транзисторов при нулевом токе (ZCS) или нулевом напряжении (ZVS). Такой метод переключения позволяет существенно расширить частотный диапазон работы силовых транзисторов.

Принципы работы резонансного преобразователя напряжения

Рассмотрим работу схемы мостового преобразователя напряжения с последовательным резонансным контуром (рис.1). Методы, анализа этой схемы, могут быть использованы и при расче-

те других типов резонансных преобразователей. Такие преобразователи объединены общим признаком: реализация в них переходных процессов, близких к синусоидальным, достигается с помощью использования резонансных свойств LC-цепи. При этом анализ схемы практически сводится к расчету последовательного или параллельного RLC контура.

В преобразователе нагрузка с последовательным LC-контуром периодически подключается полупроводниковыми ключами к входному источнику напряжения V_{cc} . На интервале открытого состояния транзисторов происходит резонансный процесс накопления энергии в конденсаторе C и передача части энергии в нагрузку. На интервале закрытого состояния транзисторов энергия, накопленная в конденсаторе, через обратные диоды передается в нагрузку и частично возвращается в источник питания. Регулирование выходного напряжения осуществляется изменением угла задержки включения транзисторов. Потери в транзисторах при выключении равны нулю, так как фронт напряжения на стоке появляется после прохождения тока стока через нуль. Потери на включение определяются углом задержки включения транзисторов. С увеличением нагрузки угол задержки уменьшается, а переключение транзисторов происходит при меньшем значении тока. Это обеспечивает незначительные потери мощности.

В зависимости от величины угла задержки включения в преобразователе возможен режим непрерывного или прерывистого тока дросселя.

В режиме прерывистого тока дросселя открытие транзисторов производится только после того, как ток через обратные диоды стал равен нулю. При

этом потери на включение транзисторов тоже становятся равными нулю.

При наличии достаточно большой емкости на выходе выпрямителя преобразователь может постоянно работать в режиме прерывистого тока дросселя. В этом случае регулирование выходного напряжения осуществляется при помощи так называемого релейного режима работы.

График зависимости тока через резонансный контур от времени в режиме прерывистого тока дросселя показан на рис. 2. Здесь T_p — период собственных колебаний контура, T_{np} — период преобразования, $T_{п}$ — время паузы.

Практическая методика расчета мощности потерь проводимости в силовых транзисторах

Практическая методика расчета мощности, выделяемой в силовых транзисторах, основывается на следующих условиях:

— форма тока через силовые ключи близка к синусоидальной;

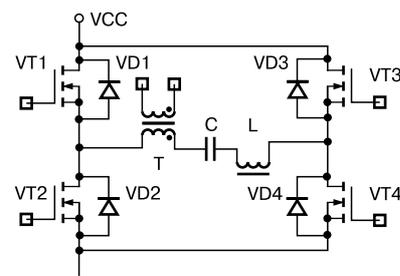
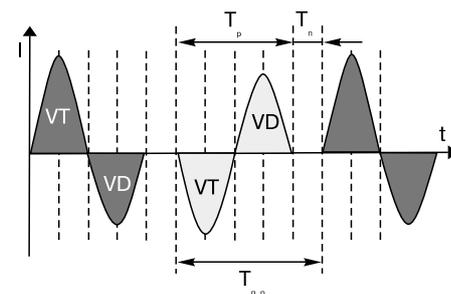


Рис.1. Мостовой резонансный преобразователь напряжения с последовательным резонансным контуром



■ — открыты 1-й и 4-й транзисторы (диоды)
□ — открыты 2-й и 3-й транзисторы (диоды)

Рис.2. Ток через резонансный контур

– транзисторы переключаются при нулевом токе, при этом потери на переключение равны нулю;

– добротность контура приближается к единице (в этом случае амплитуда тока через транзисторы и обратные диоды максимальна);

– уменьшением амплитуды тока через обратные диод в результате потерь в самом преобразователе пренебрегаем.

Методика позволяет рассчитать максимальную мощность потерь проводимости в силовых транзисторах, которая является основным критерием при выборе типа транзисторов.

В настоящее время в преобразователях малой и средней мощности, как правило, используются IGBT или MOSFET транзисторы.

Статические потери (или потери проводимости) MOSFET пропорциональны квадрату тока и сопротивлению открытого канала:

$$P_{\text{MOSFET}} = I_D^2 R_{\text{DS(ON)}}$$

где I_D – ток стока, $R_{\text{DS(ON)}}$ – сопротивление сток-исток транзистора в открытом состоянии.

У IGBT-транзисторов потери проводимости зависят от тока практически линейно:

$$P_{\text{IGBT}} = I_C \cdot U_{\text{CE}}$$

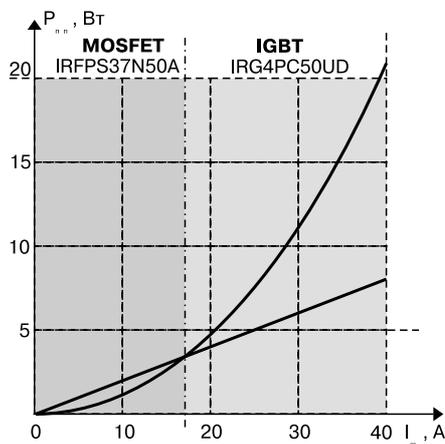


Рис.3 Мощность потерь проводимости ($P_{\text{пн}}$)

где I_C – ток коллектора, U_{CE} – напряжение коллектор-эмиттер открытого транзистора.

Для расчета мощности потерь необходимо сначала вычислить амплитудное значение тока I_{MAX} , протекающего через силовые транзисторы.

Для последовательного LC контура имеем:

$$I_{\text{MAX}} = E \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{E}{c}$$

где E – напряжение на входе мостовой схемы, C – емкость конденсатора, входящего в резонансный контур, L – индуктивность дросселя, входящего в резонансный контур, ρ – волновое сопротивление LC-контура.

Таким образом, когда форма тока через транзистор близка к синусоидальной, мощность потерь для IGBT-транзисторов рассчитывается по формуле:

$$P_{\text{IGBT}} = \frac{2}{\rho} I_{\text{MAX}} U_{\text{CE}} = I_{\text{AV}} U_{\text{CE}}$$

где I_{AV} – среднее значение тока.

Аналогичная формула справедлива для расчета мощности потерь проводимости на обратном диоде, только вместо напряжения коллектор-эмиттер применяем напряжение анод-катод диода в открытом состоянии.

Мощность потерь проводимости для MOSFET транзисторов рассчитывается по формуле:

$$P_{\text{MOSFET}} = \left(\frac{I_{\text{MAX}}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_{\text{DS(ON)}} = I_{\text{RMS}}^2 R_{\text{DS(ON)}}$$

где I_{RMS} – среднеквадратичное (действующее) значение тока через транзистор.

Наиболее часто встречающаяся ошибка при расчете мощности потерь проводимости IGBT-транзисторов и потерь проводимости обратных диодов – использование действующего значения тока вместо среднего.

При расчете конкретного преобразователя необходимо учитывать наличие пауз и очередность в работе транзисторов и обратных диодов. Ниже приведены результаты расчета мощ-

ности потерь в силовых транзисторах для мостового ПН с последовательным резонансным контуром.

Выбор транзисторов для рассматриваемого ПН осуществлялся исходя из следующих условий:

– транзисторы переключаются при нулевом токе;

– форма тока через силовые ключи близка к синусоидальной (собственная частота контура составляет 100 кГц);

– амплитуда тока $I_{\text{MAX}} = 40$ А (исходя из средней мощности 2000 Вт);

– максимальное напряжение $U_{\text{CE(DS)}} = 350$ В,

– максимальная частота переключения транзисторов 40 кГц (плечи моста работают в противофазе),

Для анализа были выбраны два близких по параметрам IGBT и MOSFET-транзистора фирмы International Rectifier: IGBT – IRG4PC50UD, MOSFET – IRFPS37N50A (таблица 1).

Результаты расчета потерь мощности в транзисторах приведены в таблице 2.

Результаты расчета потерь проводимости в резонансном преобразователе наглядно иллюстрирует график на рис. 3. Очевидно, что при токах выше 16 А наиболее эффективно применение IGBT-транзисторов.

По данным [1] в режиме переключения при нулевом токе или нулевом напряжении частотный диапазон работы IGBT-транзисторов может быть расширен до 200 кГц, что существенно увеличивает область безопасной работы в координатах «максимальный ток коллектора – частота переключения».

Заключение

Может показаться, что работа транзисторов в режимах переключения при нулевом токе или нулевом напряжении имеет сплошные преимущества.

На практике это не совсем так. Организация высокочастотных синусоидальных переходных процессов в

Таблица 1. Типичные параметры мощных IGBT и MOSFET транзисторов

Тип транзистора	$U_{\text{ce(ds) max}}$, В	$I_{\text{c(d)}}$, А (T=100 °С) (постоянный ток коллектора)	$I_{\text{c(d)т}}$, А (импульсный ток коллектора)	$U_{\text{ce(on) typ}}$, В	$R_{\text{ds(on)}}$, Ом
IRG4PC50UD	600	27	220	1,65	–
IRFPS37N50A	500	23	144	–	0,13

Таблица 2. Результаты расчета потерь мощности в силовых транзисторах

Тип транзистора	Потери проводимости, Вт	Потери проводимости на обратном диоде, Вт	Суммарные потери в режиме переключения при нулевом токе, Вт
IRG4PC50UD	8,4	4,6	13,0
IRFPS37N50A	20,8	3,8	24,6

ПН мощностью более 1 кВт требует применения высокочастотных конденсаторов достаточно большой емкости. При этом напряжение на конденсаторе может достигать удвоенного значения входного напряжения. Амплитудное значение тока также выше, чем в классических ПН, что увеличивает потери проводимости, особенно MOSFET-транзисторов и предъявляет повышенные требования к емкостным и индуктивным элементам резонансного контура.

Таким образом, выигрыш на уменьшении потерь переключения силовых транзисторов может быть сведен на нет увеличением потерь в других элементах ПН.

Решению о целесообразности применения резонансного режима работы преобразователя должен предшествовать расчет для каждого конкретного

случая. Цель данной статьи — обозначить общие для всех резонансных ПН, вопросы, на которые необходимо обращать внимание при выборе силовых транзисторов.

В общем случае можно утверждать, что применение IGBT-транзисторов в преобразователях напряжения с резонансными контурами позволяет получить некоторый выигрыш по сравнению с классическими ПН.

Особенно это проявляется в областях высоких напряжений, мощностей и температур, где традиционно применяются IGBT-транзисторы.

ЛИТЕРАТУРА

1. *IGBT Designer's Manual, IGBT-3, International Rectifier, 233 Kansas st., Segundo, California 90254, 1994.*

2. *Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания, — М.: Радио и связь, 1992.*

3. *Источники вторичного электропитания, под ред. Конева Ю.И., — М.: Радио и связь, 1990.*

4. *Готтлиб И.М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы. — М.: Постмаркет, 2000.*

5. *Marty Brown Power supply cookbook, Butterworth-Heinemann, 1994.*

6. *Евгений Дуплякин IGBT или MOSFET? Оптимальный выбор // Электронные компоненты, М.: №1, 2000, С. 57-60.*

7. *Кай А. IGBT или MOSFET? Практика выбора // Электронные компоненты, М.: №2, 2000, С.75-80.*

8. *IGBT Design Guide, IGBT-4, Vol.1, International Rectifier, April 1998.*