



Источники питания

Александр Соколов 1t308a@gmail.com
Любителям и профессионалам



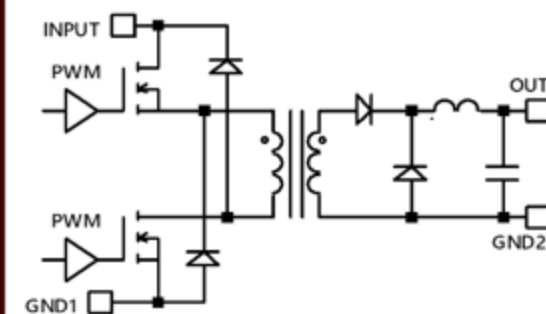
В предыдущей лекции я проанализировал работу сварочных инвертеров, использующих топологию «мост» и «полумост». Данная лекция является продолжением темы и посвящена топологии «двухключевой прямоходовой конвертер», или, на жаргоне, «косой мост». Эта топология, по моему мнению, весьма надежна, но тоже страдает от неправильного управления затворами IGBT. Опять проблема в драйверах, этих важнейших «кирпичиках» любого мощного конвертера. Лекция в PDF формате доступна для скачивания по ссылке в описании. Имя файла – Welding-Inverters-2.pdf.



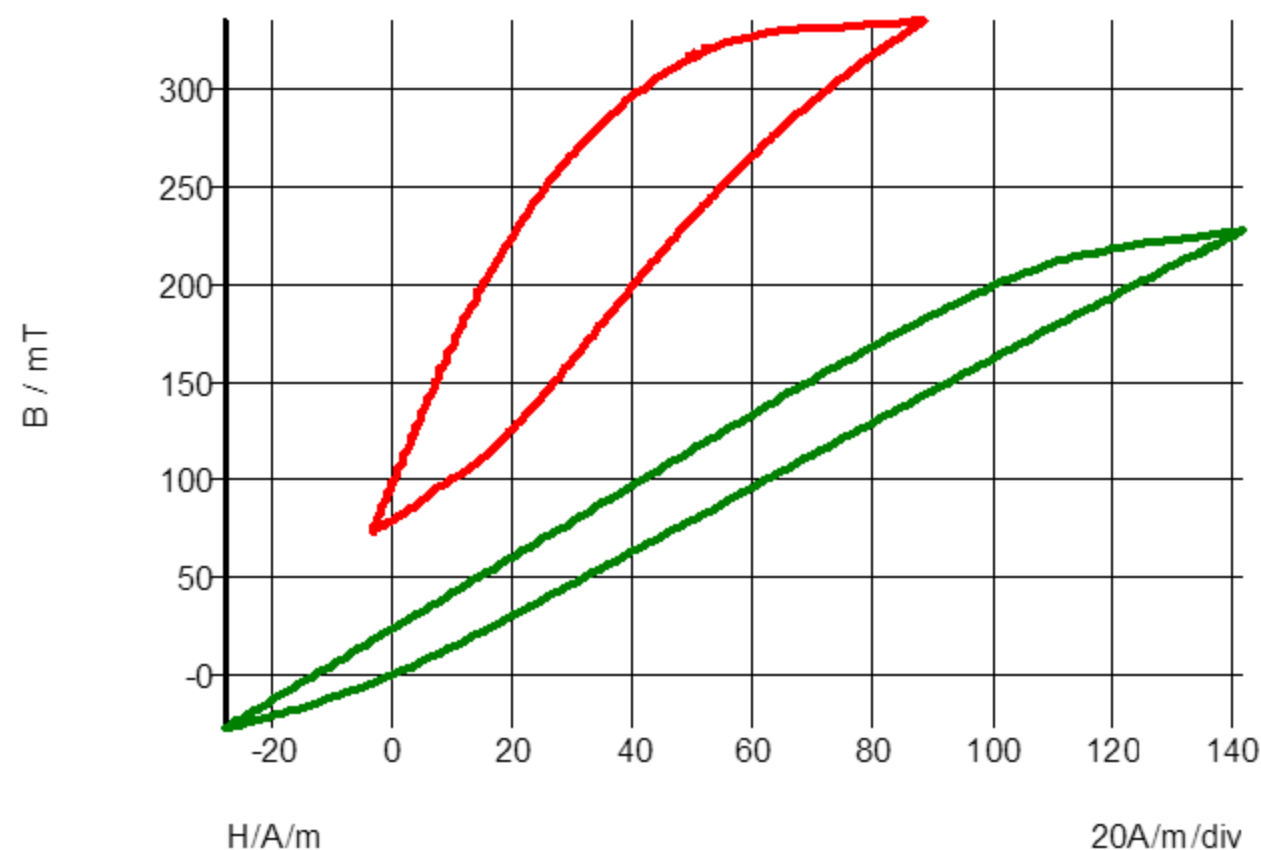
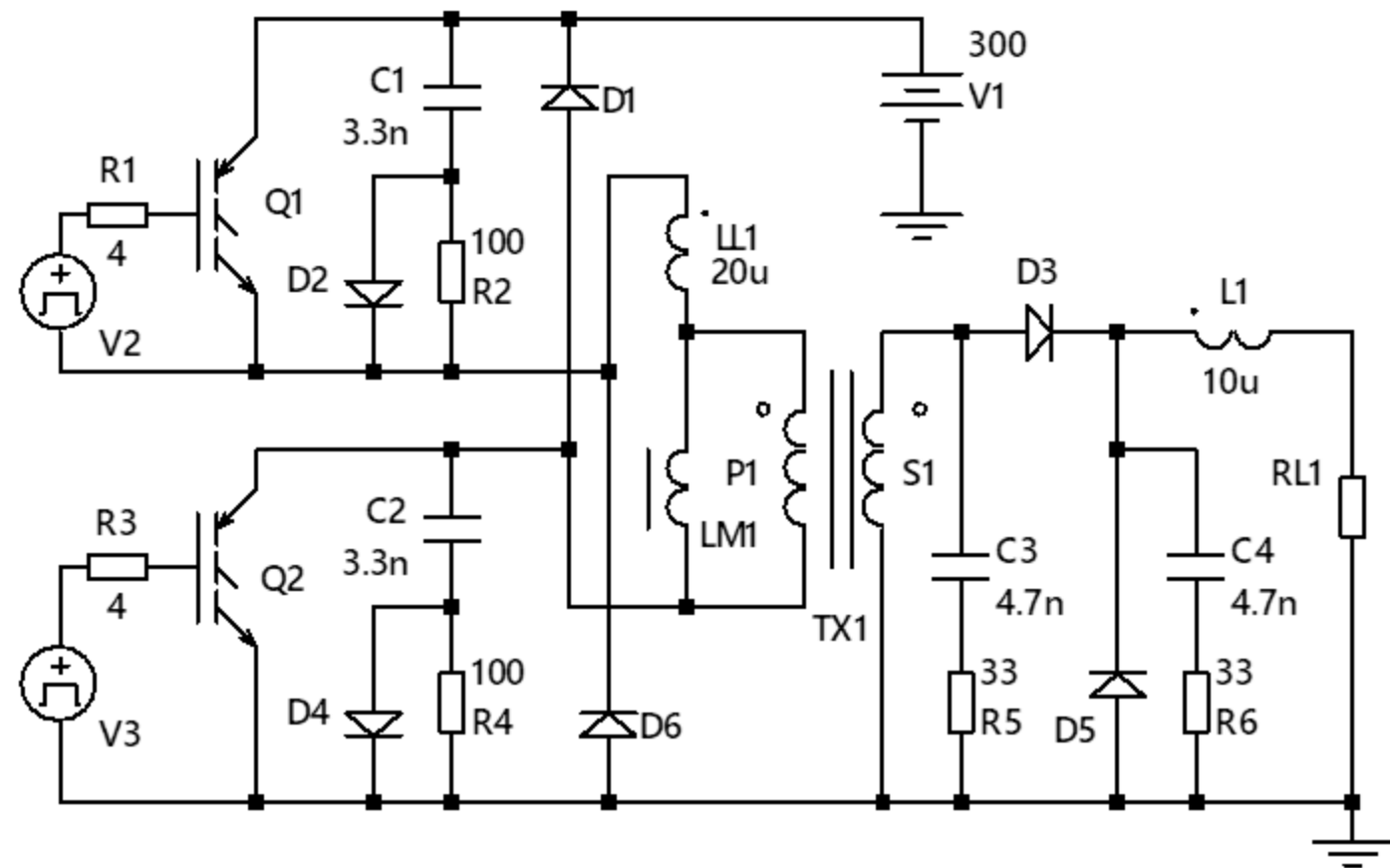
Топология «двухключевой прямоходовой конвертер», или на жаргоне «косой мост» подробно рассмотрена в одной из моих предыдущих лекций, поэтому повторяться я здесь не буду, только проанализирую особенности работы этой топологии в сварочных инвертерах .

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Топология БП ATX 80+ 800Вт



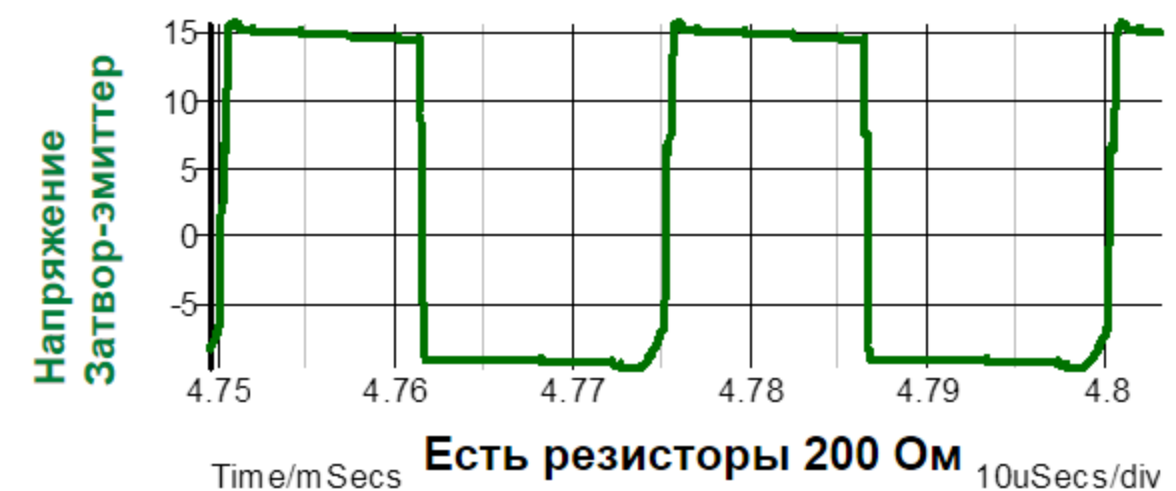
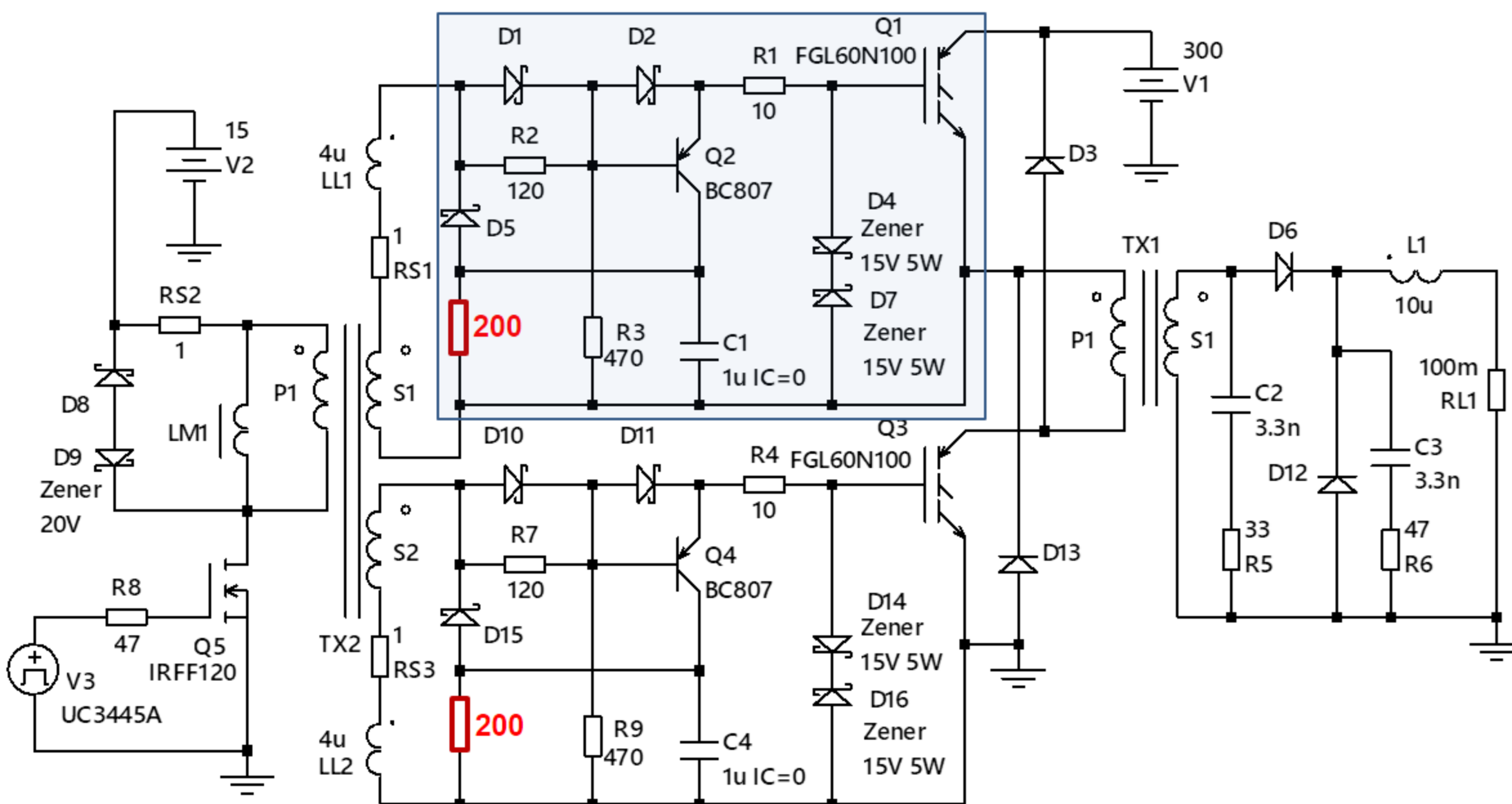
Двойной прямоход



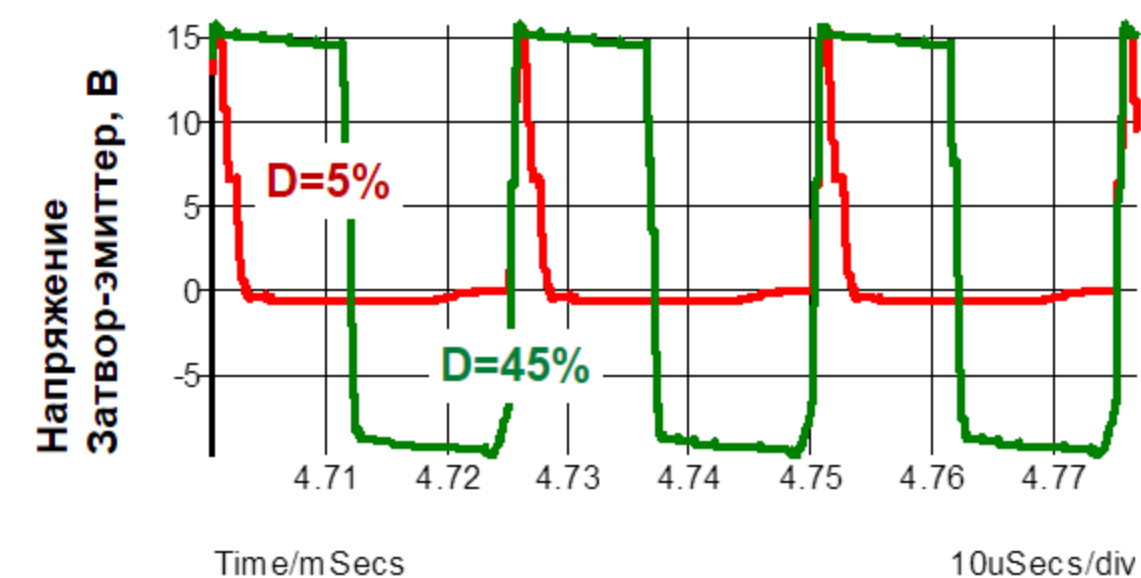
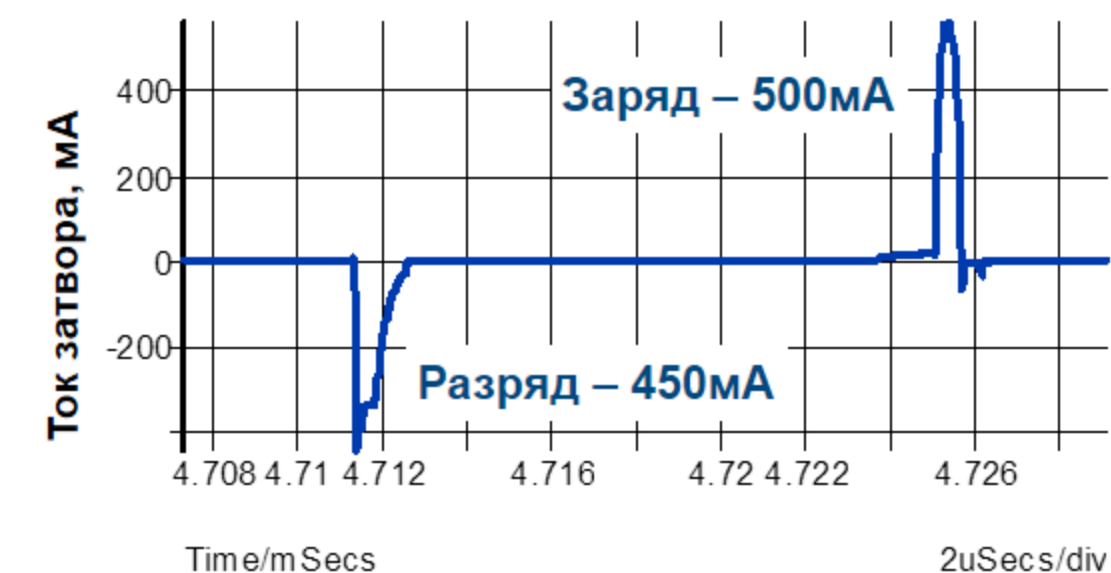
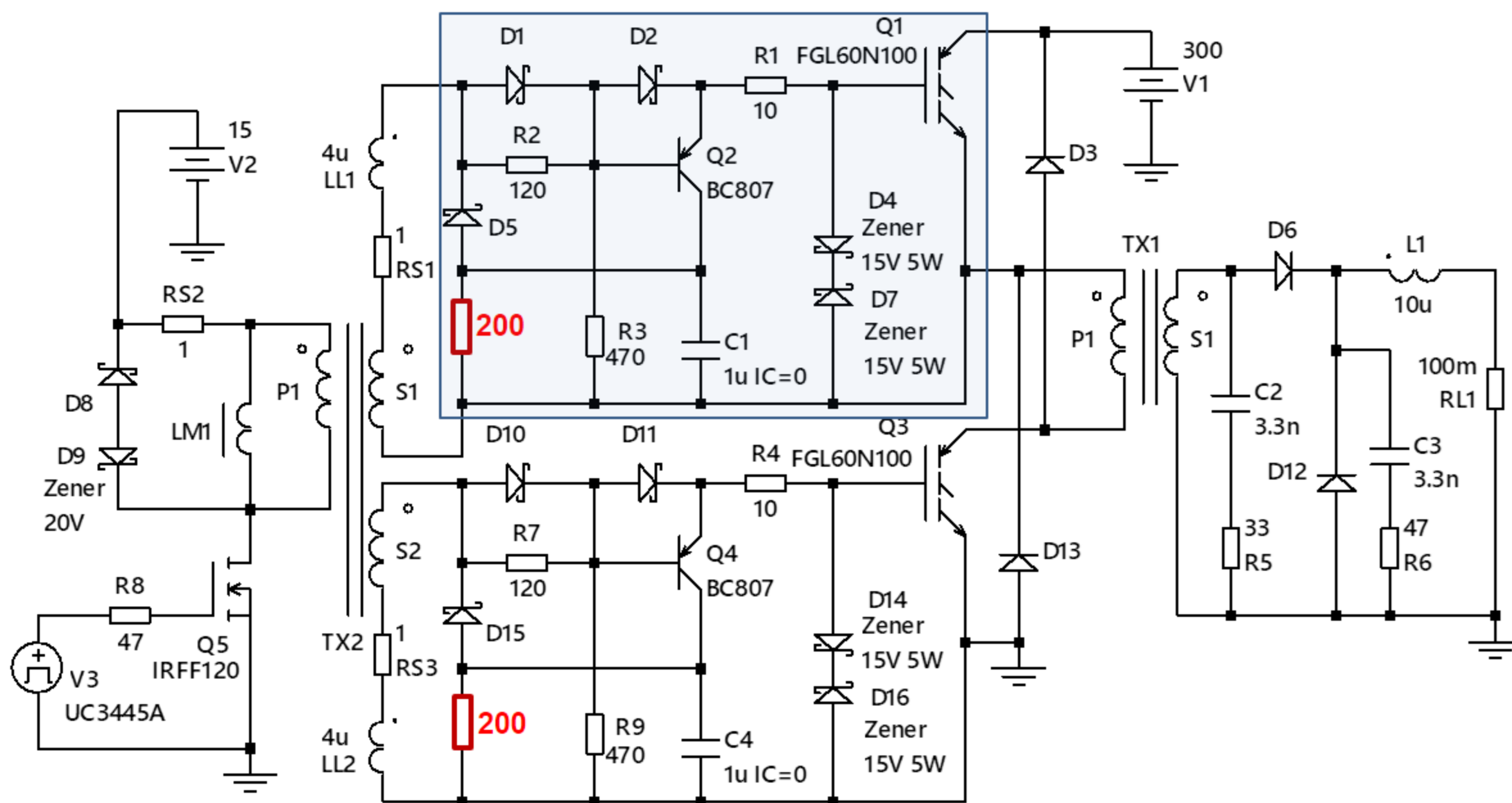
В отличие от моста, или полумоста, «косой» мост не подвержен сквозным токам, ака прострелам, поэтому он реже подвержен внезапным отказам. Тем не менее, сварочные инвертеры с такой топологией тоже иногда горят при длительной работе с максимальной нагрузкой. Причина – перегрев IGBT из-за неправильного управления затворами. Также на надежность сильно влияет конструкция силового трансформатора. В компьютерных блоках питания используют трансформаторы без зазора в сердечнике, поскольку зазор снижает коэффициент связи между обмотками, увеличивая индуктивность рассеяния, и тем самым снижая кпд. В сварочных инвертерах кпд не имеет такого большого значения, как в АТХ80+, он даже вообще не нормирован. Более того, увеличение индуктивности рассеяния снижает пиковый ток при коротком замыкании выхода, что повышает надежность. Дело в том, что обратная связь по току имеет время реакции около 200нс, и короткий импульс тока в момент касания электродом детали может значительно превышать установленный регулятором ток. Конечно, важное значение имеет индуктивность выходного дросселя, но и индуктивность рассеяния помогает снизить пиковый ток. Из всего этого следует, что силовой трансформатор сварочного инвертера должен иметь небольшой зазор в сердечнике.

На рисунке – типовая схема выходного каскада сварочного инвертера на 180А. Трансформатор намотан на сердечнике из двух половин E71 из феррита 3C90, первичная обмотка содержит 20 витков, вторичная – 5. На графиках показана петля гистерезиса сердечника на холостом ходу, это самый тяжелый случай для сердечника. Красная петля – без зазора, зеленая – с зазором 0.1мм. Без зазора сохраняется значительное остаточное намагничивание сердечника, из-за чего пиковая индукция достигает 340мТ, а это уже насыщение. При наличии зазора сердечник лучше размагничивается, и пиковая индукция не превышает 230мТ, что достаточно далеко до насыщения. Графики получены в симуляторе Simetrix при помощи модели Джилса-Атертона для феррита 3C90. Можно обойтись без зазора, но тогда придется увеличить количество витков в обеих обмотках в 1.5 раза, что не всегда приемлемо, может не хватить места для обмоток, провода толстые. Так что, зазор можно считать необходимым. Выходное напряжение на холостом ходу в этом случае 80В, что достаточно для поддержания дуги, но маловато для надежного зажигания дуги с первого касания, поэтому в схеме инвертера желательно иметь ignайтер, увеличивающий напряжение холостого хода до 200В. Продвинутое модели его имеют, дешевые – не всегда.

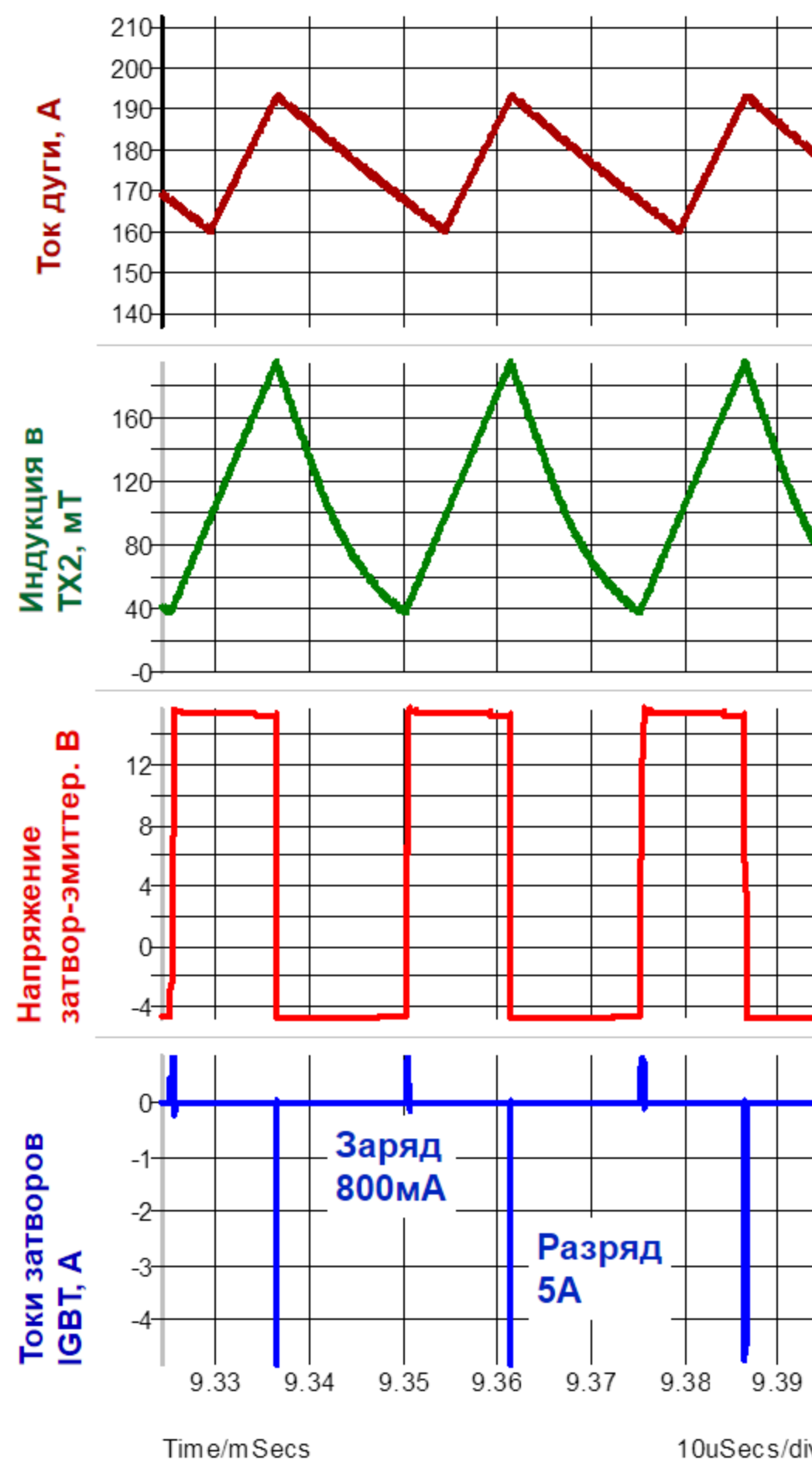
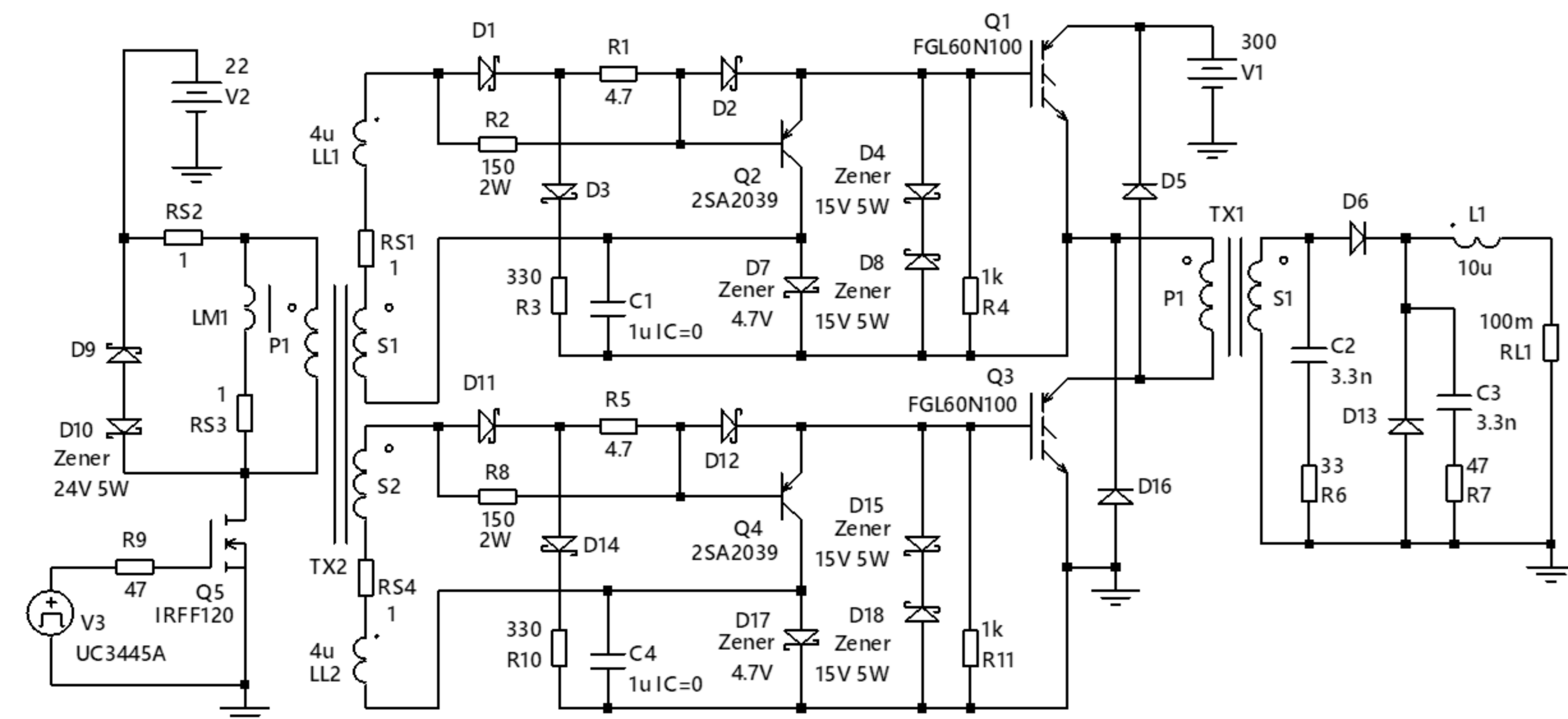
На рисунке – типичная схема силовой части сварочного инвертера на основе косого моста. Схема упрощена для моделирования в симуляторе, сетевой выпрямитель заменен источником напряжения 300В, и для простоты заземлен, ШИМ-контроллер представлен генератором импульсов V3, но принцип работы силовой части сохранен полностью. Красные резисторы в реальных схемах отсутствуют. Верхний и нижний IGBT драйверы одинаковы (верхний выделен), и оба управляются полевым транзистором Q5 через трехобмоточный изолирующий трансформатор. Такая схема управления позволяет получить только один крутой фронт импульса на первичной обмотке, второй – весьма пологий, и драйверы должны это компенсировать. Интересно, что схема драйверов одинакова почти во всех моделях инвертеров, независимо от производителя, т.е. ее тупо переделывают друг у друга, хотя она далека от совершенства. Изолирующий трансформатор в этой схеме работает с постоянным подмагничиванием, поэтому имеет зазор в сердечнике, что ухудшает магнитную связь между обмотками, увеличивая индуктивность рассеяния, отрицательно влияющую на работу драйверов. На схеме это LL1 и LL2. Справа графики напряжения на затворах IGBT Q1 и Q3 при полной нагрузке 180А и типовой частоте переключения 40кГц, исходный вверху, красный. Форма импульсов плохая, есть риск преждевременного открывания IGBT. В отличие от полумоста, это не вызовет мгновенной аварии, но постепенный перегрев IGBT очень даже возможен. А теперь просто добавлю пару резисторов 200 Ом 1Вт каждый. Результат на нижнем, зеленом графике. Теперь все в порядке, импульсы на затворах прямоугольные и риск перегрева IGBT значительно снижен. Почему китайские производители так не делают? Да просто копируют не задумываясь, раз у кого-то когда-то работало, значит, и мы так сделаем. Однако, и улучшенная схема далека от совершенства.



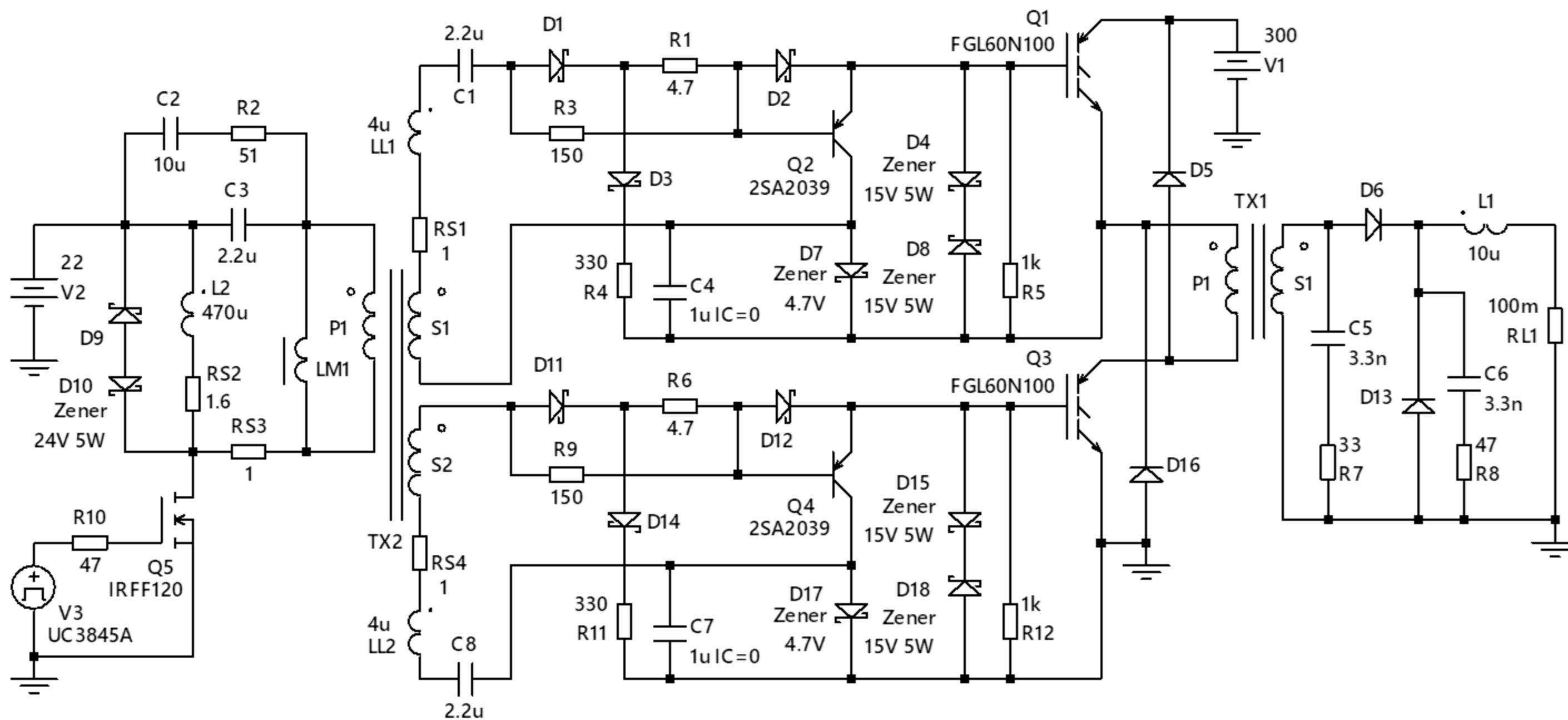
Так, почему же даже с добавлением резисторов, схема типовых драйверов IGBT далека от совершенства? Во-первых, из-за использования маломощных транзисторов BC807 для разряда полной емкости затворов. Эти транзисторы не в состоянии обеспечить достаточный ток для быстрого разряда затворов, и, следовательно, для быстрого запираания IGBT. А это необходимо для снижения потерь энергии при запираании. На верхнем графике – токи затворов при открывании IGBT (положительный пик, 500мА) и при запираании (отрицательный пик, 450мА). Для быстрого запираания мощных IGBT, как, впрочем, и MOSFET, требуется отрицательный ток затвора 4А или даже более, поэтому транзисторы Q2 и Q4 должны быть средней мощности, например, 2SA2039. Во-вторых, эти драйверы не обеспечивают постоянного отрицательного смещения на затворах IGBT при изменении коэффициента заполнения управляющих импульсов. При малом токе сварочной дуги отрицательное смещение просто пропадает, как показано на нижнем графике. При коэффициенте заполнения 45%, т.е. при полном токе дуги 180А отрицательное смещение -10В, что избыточно, потому что замедляет открывание IGBT, оптимальное значение -5В. А при 5%, отрицательное смещение уменьшается до нуля. Оба недостатка снижают кпд и надежность инвертера.



Небольшое изменение схемы драйверов, показанное на рисунке, позволяет существенно повысить надежность и кпд инвертера. Использованы транзисторы средней мощности и напряжение питания каскада на Q5 повышено до 22В. Изолирующий трансформатор TX2 имеет сечение ферритового сердечника 50 кв. мм и 25 витков во всех обмотках. Зазор 0.1мм. Он заказной, как и в предыдущем случае, стандартные заводские не годятся из-за наличия постоянного подмагничивания сердечника. Рабочие графики справа. Ток сварочной дуги 180А, индукция в сердечнике изолирующего трансформатора TX2 от 40мТ до 200мТ, что далеко и от насыщения, и от нагрева сердечника. Токи затворов IGBT 0.8А при открывании и 5А при запираии при напряжении от -4.5В до +15В, независимо от коэффициента заполнения импульсов на затворах. Это обеспечивает очень быстрое запираение IGBT и минимальные потери энергии. Средняя рассеиваемая мощность на каждом IGBT 65Вт при мощности дуги 3кВт, т.е. 2.2% от мощности дуги. Это очень не плохо, такой инвертер никогда не подведет. Это – информация для производителей сварочных инвертеров.



На рисунке – наиболее совершенная схема силовой части сварочного инвертера на 180А. Здесь использован стандартный изолирующий трансформатор без зазора, поскольку нет подмагничивания сердечника. Энергия для запирающих IGBT импульсов накапливается не в сердечнике трансформатора, как в предыдущем случае, а в дросселе $L2=470\mu\text{Г}$, а обмотки трансформатора TX2 изолированы по постоянному току конденсаторами C1, C3 и C8. Рабочие графики аналогичны предыдущим, кроме индукции в сердечнике TX2, которая теперь $\pm 80\text{мТ}$. В этой схеме в качестве силовых ключей можно применить не только IGBT, но и мощные SiC MOSFET, что снизит рассеиваемую на ключах мощность от 65Вт до 30Вт. Да еще и частоту переключения можно повысить до 70кГц, что уменьшит габариты и вес выходного дросселя L1. Цепочка R2, C2 демпфирует затухающие колебания в контуре, образованном L2, C3, и индуктивностью первичной обмотки LM1 трансформатора TX2. Она не является обязательной и может быть исключена. Заинтересованным производителям сварочных инвертеров и другой силовой электроники я готов предоставить более полную техническую информацию.





Благодарю за внимание.
До свидания, и до следующих встреч.
Вопросы и пожелания сюда: 1t308a@gmail.com