

Расчет и схемотехника

повышающих DC/DC-преобразователей высокой мощности

**Виктор Хасиев
(Victor Khasiev)**

vkhasiev@linear.com

Кулаков Алексей

ak@icgamma.ru

Введение

Повышающие преобразователи высокой мощности находят широкое применение в автомобильной, промышленной и телекоммуникационных отраслях. При этом важно, чтобы преобразователи мощностью в 300 Вт и больше не требовали дополнительных средств для отвода тепла и принудительного обдува. Кроме того, во многих случаях существуют конструктивные ограничения по высоте таких преобразователей. Один из удачных методов решения этой задачи — это использование метода разделения (метод чередования) фаз преобразования и распределение силовых элементов по большей поверхности. Другими преимуществами метода разделения фаз преобразования является более высокий КПД, меньшая температура силовых компонентов и меньшая величина пульсаций тока и напряжения на входных и выходных конденсаторах.

Цель этой статьи — предложить разработчикам набор формул и выражений для предварительного выбора параметров преобразователя, таких как частота преобразования, количество фаз и контроллеров, а также показать разработчику, как выбрать силовые компоненты: ключевые транзисторы, диоды, дроссели и входные/выходные конденсаторы. Слово «предварительные» существенно, так как огром-

ное количество нелинейных характеристик силовых компонентов не учитывается в этой статье для простоты восприятия, следовательно, требуется дальнейшее моделирование или макетирование.

Временная и блок-диаграммы

Блок-диаграмма многофазного преобразователя представлена на рис. 1, а форма сигналов двухфазного преобразователя — на рис. 3. Угол сдвига α между сигналами каждой из силовых ступеней описывается формулой $\alpha = 360^\circ / N$. Например, для двухфазных систем α составляет 180° , для четырех — 90° и т. д.

Многофазовые повышающие преобразователи. Передаточная функция

Основываясь на вольт-секундном балансе энергии дросселя, следующее упрощенное выражение может быть выведено для получения значения рабочего цикла в непрерывно-проводящем режиме и прерывно-проводящем режиме работы преобразователя:

$$D = (V_0 - V_{in}) / V_0;$$

$$D_{max} = (V_0 - V_{in_min}) / V_0.$$

Баланс мощности преобразователя описывается следующим выражением:

$$P_0 = P_{in} \times \eta; I_0 \times V_0 = I_n \times V_{in} \times \eta.$$

Среднее значение входного тока I_{in} и средний ток фазы I_{ph} могут быть найдены как функция от выходного тока и рабочего цикла D :

$$I_{in} = I_0 / [(1 - D) \eta];$$

$$I_{ph} = I_0 / N [(1 - D) \eta].$$

Если ΔI определено как пульсации тока и определенная часть тока фазы, то индуктивность и пиковый ток дросселя каждой фазы могут быть найдены следующим образом:

$$\Delta I = I_{ph} \times r; L = (V_{in} \times D \times T) / \Delta I;$$

$$I_{pk} = I_{ph} + \Delta I / 2.$$

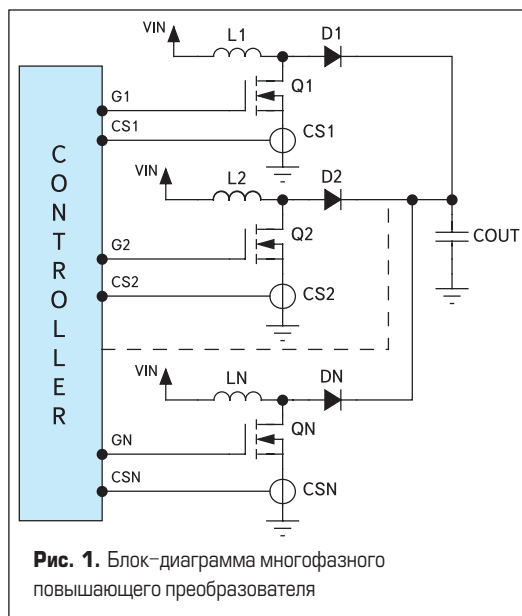


Рис. 1. Блок-диаграмма многофазного повышающего преобразователя

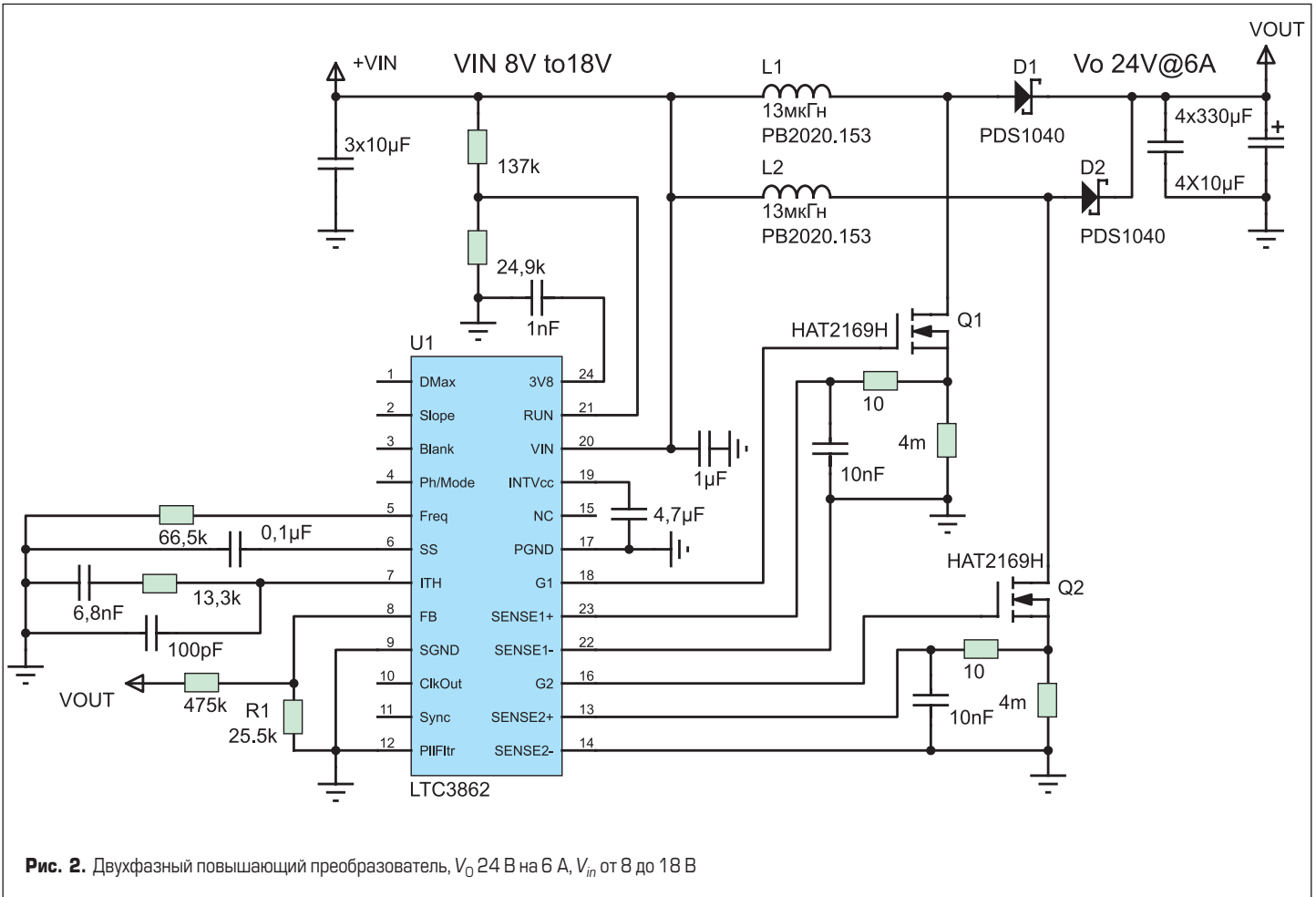


Рис. 2. Двухфазный повышающий преобразователь, V_o 24 В на 6 А, V_{in} от 8 до 18 В

Несколько уточнений. До тех пор пока $\Delta I < I_{ph}$, конвертер работает в режиме непрерывного тока (ПНТ). Как только нагрузка снижается, он переходит в режим прерывистого тока (ППТ). Различие в значениях величины индуктивности в каждой фазе объясняет тот факт, что в многофазном преобразователе, при конкретной нагрузке, одна фаза может работать в ПНТ, а другая — в ППТ. Допуски на величину индуктивности дросселя зависят от производственного процесса и находятся в диапазоне 10–20%.

Вычисление максимальных токов и напряжений на силовых компонентах

Пиковое и среднее значения токов — важный фактор при выборе дросселей для очень мощных повышающих преобразователей. Резонансная частота дросселя не так важна для частоты преобразования ниже 300 кГц, но ее надо учитывать для более высокой частоты преобразования. Средний ток индуктивности I_{Lav} и пиковый I_{Lpk} могут быть определены следующими выражениями:

$$I_{Lav} = I_{ph};$$

$$I_{Lpk} = I_{ph} + \Delta I / 2.$$

Токи I_{Lav} и I_{Lpk} нужно выбирать, основываясь на данных производителя дросселей с учетом роста температуры и тока насыщения.

Максимальное напряжение на MOSFET-ключе V_Q приблизительно равно V_o , то есть

$V_Q = V_o$. Ток I_{Qrms} через ключевой транзистор можно описать следующей формулой:

$$I_{Qrms} = I_{ph} \times \sqrt{Dmx} \times \sqrt{1 + (1/3) \times (\Delta I / I_{ph})^2}.$$

В первом приближении мощность рассеивания на MOSFET (P_Q) в режиме стационарной нагрузки может быть описана следующим выражением:

$$P_Q = I_{Qrms}^2 \times R_{ds} + \frac{V_o \times I_{ph} \times (tr + tf)}{2 \times T} + \frac{V_d \times Qg}{T} + \frac{C_{oss} \times V_o^2}{2 \times T}$$

$$tr = \frac{Qgd + Qsd}{I_{dr_r}}; \quad tf = \frac{Qgd + Qsd}{I_{dr_f}},$$

где T , V_d , I_{dr_r} , I_{dr_f} — период коммутации, напряжение затвора, токи включения и выключения драйвера соответственно. C_{oss} , Qg , Qgd и Qsd — параметры MOSFET.

Пиковый ток через диод равен I_{Lpk} , обратное напряжение приблизительно равно V_o , средний ток, среднеквадратичное напряжение и мощность рассеивания описываются следующими формулами:

$$I_{Dav} = \frac{I_o}{N}; \quad V_{Drms} = V_o \times \sqrt{(1-D)};$$

$$Pd = I_{Dav} \times Vf; \quad I_{Dpk} = I_{Lpk}.$$

Если используется синхронное выпрямление, то среднеквадратичный ток транзистора верхнего плеча и соответствующие потери будут описываться следующим выражением:

$$ISQrms = I_{ph} \times \sqrt{(1-Dmx)} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta I}{I_{ph}}\right)^2}$$

$$PSQ = ISQrms^2 \times R_{ds} + \frac{V_d \times Qg}{T}$$

Потери переключения в MOSFET верхнего плеча очень незначительны, из-за того, что напряжение на нем практически не меняется во время переключения.

Максимальное напряжение на входных и выходных конденсаторах эквивалентно максимальному входному и выходному напряжению соответственно. Пульсации напряжения на выходном конденсаторе ΔV_o будут функцией от емкости самого конденсатора, пикового тока и эквивалентного последовательно-го сопротивления (ESR).

$$\Delta V_o = [(I_o \times T \times D_{max}) / (C \times N)] + I_{Lpk} \times ESR.$$

Приближительное значение максимального среднеквадратичного тока через конденсатор можно найти, используя выражение:

$$I_{Crms} = I_o / N.$$



Рис. 3. Временная диаграмма двухфазного повышающего преобразователя. Кривые 1 и 2 — токи на L1 и L2 (2 A/Div), кривые 3 и 4 — это соответствующие напряжения на истоках Q1 и Q2 (20 В/Div). Разница фаз $\alpha = 180^\circ$ измерена между задними фронтами сигналов, проходящих через Q1 и Q2

Установлено на практике, что комбинация электролитического и керамического конденсаторов значительно снижает пульсации тока, проходящие через электролитический конденсатор, что, в свою очередь, снижает габариты выходного фильтра и его стоимость. Один из способов нахождения оптимальной комбинации — это использование специальных программ моделирования. Моделирование позволяет учитывать нелинейные характеристики и паразитные параметры обоих типов конденсаторов и вычислить с хорошей точностью пиковое и среднеквадратичное значение токов.

При выборе всех силовых элементов рекомендуется уменьшать номинальные значения технических параметров и оставлять запас по их значениям. Уровень занижения номинала специфичен для каждого применения и зависит от многих факторов, таких как цена, надежность и размеры преобразователя. Мы рекомендуем как минимум 10% запаса для компонентов преобразователя. Многофазные цепи имеют дополнительные требования, связанные с током разбалансировки между фазами, которые обусловлены точностью измерения тока и цепей преобразования. Дополнительные ограничения должны приниматься во внимание для пикового, среднеквадратичного и среднего значений токов дросселя.

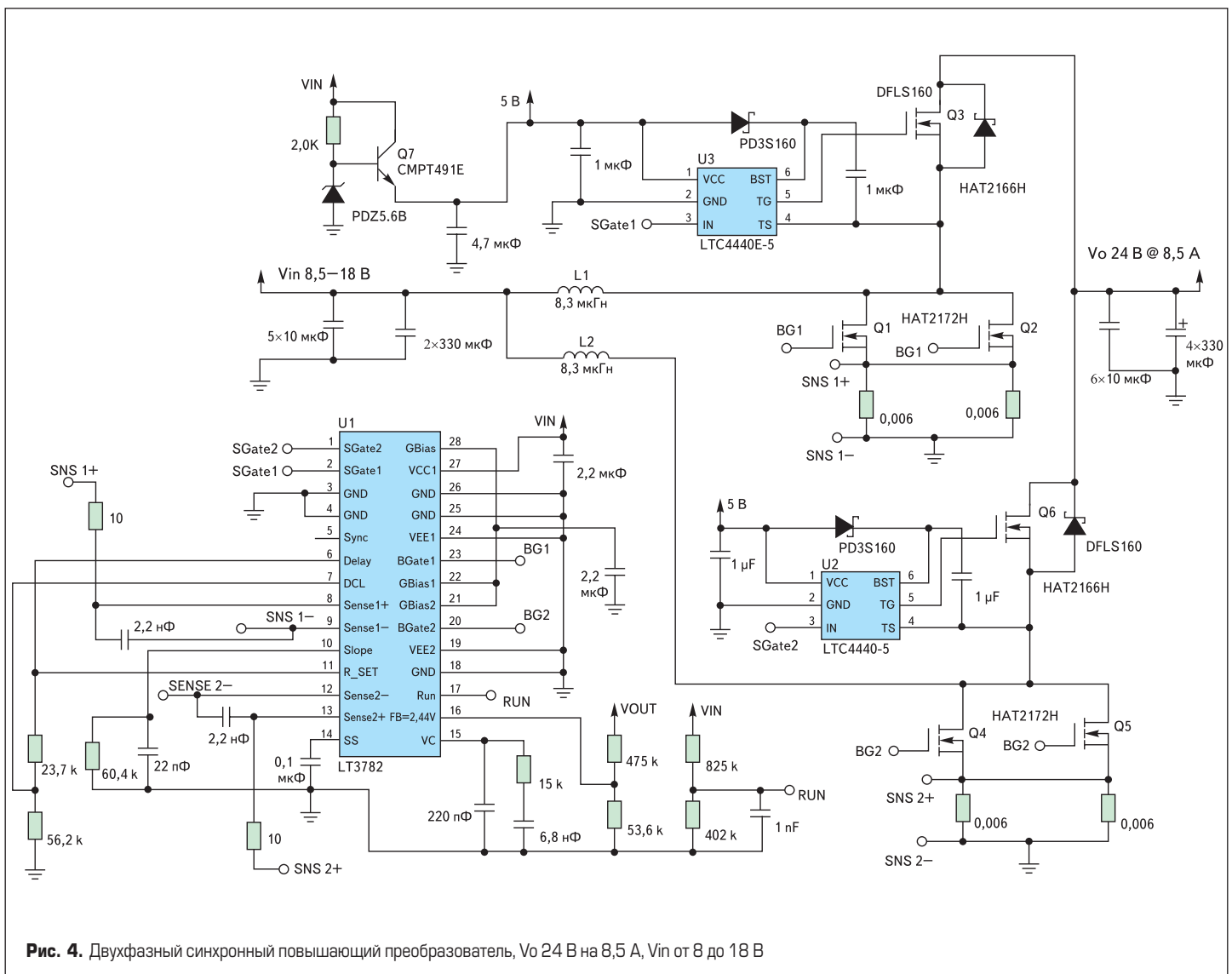


Рис. 4. Двухфазный синхронный повышающий преобразователь, Vo 24 В на 8,5 А, Vin от 8 до 18 В

Пример

Давайте рассмотрим преобразователь, который дает 24 В при 6 А в непрерывном режиме при входном напряжении в диапазоне от 8 до 18 В.

Начнем с выбора дросселя для одной фазы и эффективности преобразования не меньше чем 95%. Средний ток индуктивности при минимальном входном напряжении 8 В $V_{in_{min}}$ будет 19 А, если же добавить ток пульсаций, то пиковый ток уже будет

25 А. Для снижения тока в два раза мы выберем двухфазный режим работы и частоту преобразования 250 кГц. Средний ток $I_{L_{av}}$ уже будет 9,5 А. В качестве индуктивности из серии PB2020 дросселей фирмы Pulse выберем PB2020.153. Для этого дросселя пиковый ток составляет 10,5 А, что ниже тока насыщения с хорошим запасом.

Средний и максимальный ток дросселя будут определять выбор ключевого транзистора. Максимальное значение напряжения на транзисторе 25 В. В качестве ключа мы выберем

HAT2169H с напряжением 40 В и LTC3862 (фирмы Linear Technology) в качестве контроллера, который имеет встроенные MOSFET-драйверы. Потери транзистора каждой фазы оценим на уровне 1,6 Вт при минимальном входном напряжении. В качестве выпрямительного диода на 10 А, 40 В выбираем диод Шоттки PDS1040. Мощность рассеивания на диодах каждой фазы оценим как 1,5 Вт. Оба ключевых элемента — транзистор и диод — потребуют дополнительного пространства на печатной плате для отвода тепла. Электрическая схема двухфазного

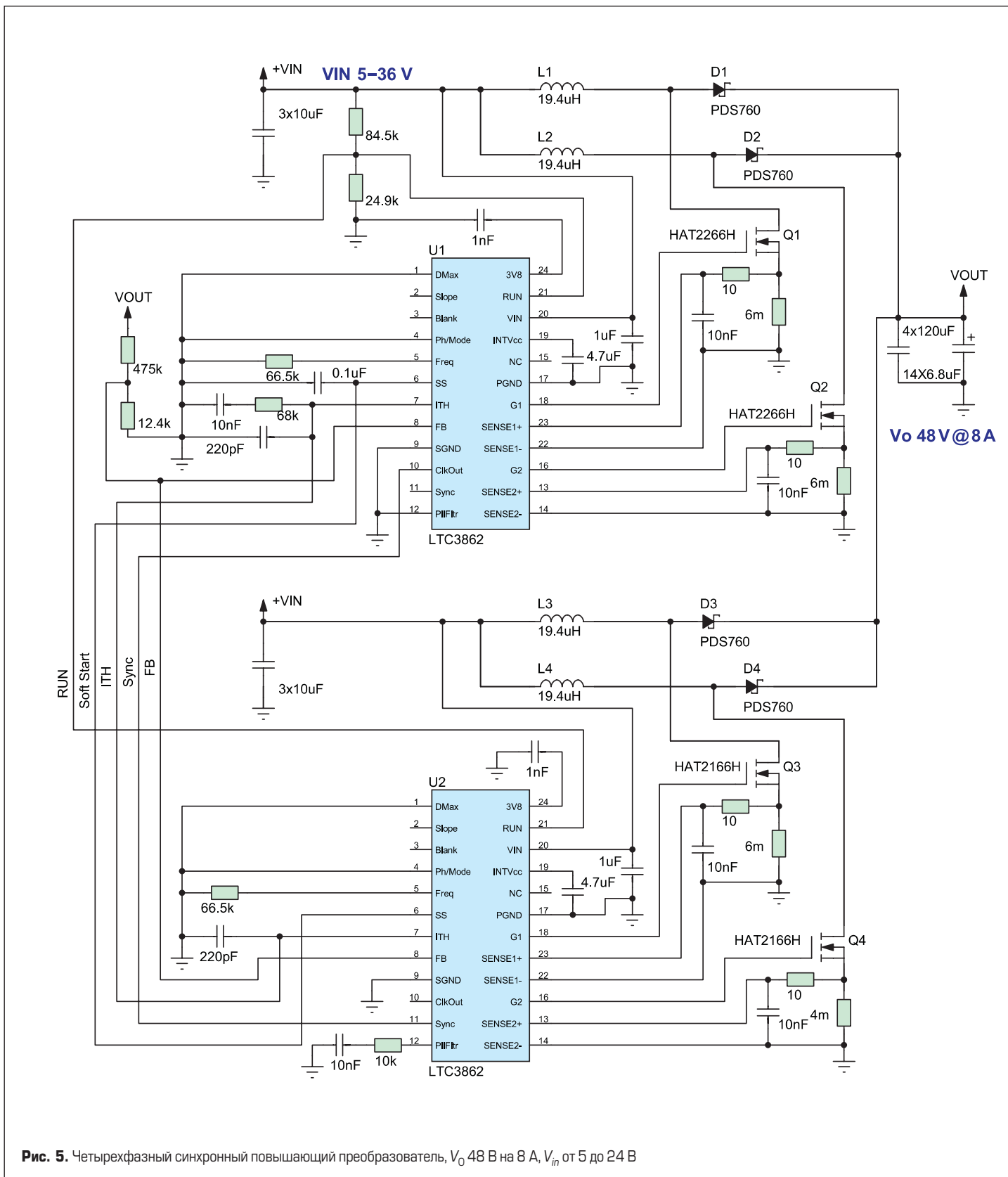


Рис. 5. Четырехфазный синхронный повышающий преобразователь, V_o 48 В на 8 А, V_{in} от 5 до 24 В

повышающего преобразователя представлена на рис. 2, а временные диаграммы — на рис. 3. В дальнейшем эта схема может быть использована как основа для моделирования и улучшения, если это потребуется.

Двухфазный синхронный повышающий преобразователь для автомобильного аудиосулителя

Электрическая схема этого преобразователя приведена на рис. 4. Она позволяет получить выход 24 В и ток 8,5 А при входном напряжении от 8 до 18 В. Выпрямительные диоды D1 и D2, которые использовались на схеме

рис. 2, заменены на MOSFET Q5, Q6, как это видно на рис. 4. Эти MOSFET управляются двумя драйверами верхнего плеча U1 и U2. Эффективность схемы достигает 98% и конструктивно может быть реализована с высотой не более 10,5 мм.

Трех- и четырехфазные повышающие преобразователи

Несмотря на то, что сейчас на рынке господствуют двухфазные преобразователи, современные контроллеры позволяют создавать блочный дизайн многофазных контроллеров, где две фазы повышения представляют

один блок. Электрическая схема четырехфазного преобразователя показана на рис. 5, а временная диаграмма — на рис. 6. Эта схема позволяет получать 48 В при 8 А от входа при входном напряжении в диапазоне 12–24 В и способна поддерживать выходное напряжение 48 В при падении входного напряжения до 6 В, с соответствующим снижением выходного тока.

В этой схеме двухфазные контроллеры соединены для управления четырехфазным преобразователем. Контроллер U1 работает в качестве ведущего, а U2 — в качестве ведомого. U1 генерирует, а U2 принимает тактовый сигнал. Контроллер U1 создает разницу между фазой 1 и фазой 3 в 90 градусов, однако разность между фазой 1 и фазой 2, а также фазой 3 и фазой 4 остается 180 градусов. Четырехфазное повышение легко приводится к трехфазному путем отключения четвертой фазы на L4 и Q4, а ножка Phasemode контроллера U1 подключается к выходу 3V8 контроллера. В этом случае все три фазы будут отличаться друг от друга на 120°.

Заключение

Многофазовые повышающие преобразователи становятся все более популярными, так как соответствуют требованиям по высокой мощности и высокой эффективности, они используются и в тех устройствах, где предъявляются жесткие условия к циклу разработки. В этой статье представлены базовые математические выражения, необходимые для предварительного выбора силовых элементов схемы многофазного повышающего преобразователя. Воздействующие напряжения и токи на ключевых транзисторах, диодах, индуктивностях и конденсаторах описаны и показаны на двухфазной повышающей схеме, генерирующей 24 В на 6 А при входном диапазоне напряжения от 8 до 18 В.

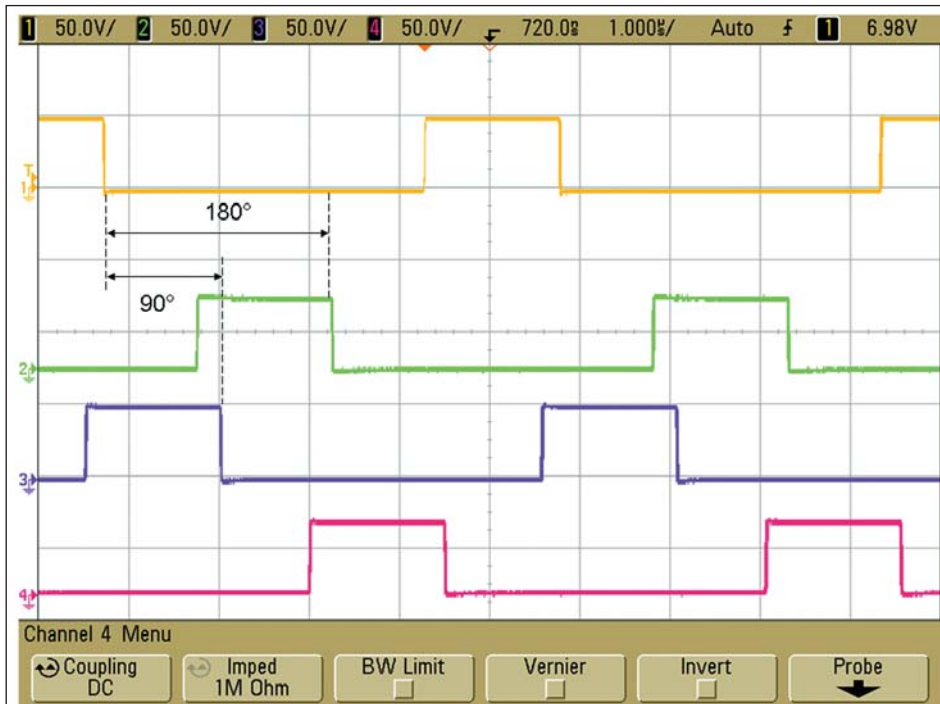


Рис. 6. Временная диаграмма четырехфазного повышающего преобразователя. Ch1–Ch4 напряжения на истоках Q1–Q4 соответственно (50 В/Div)