

РАСЧЕТ СЕТЕВОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ С ГАСЯЩИМ КОНДЕНСАТОРОМ

С. БИРЮКОВ, г. Москва

Методика расчета бестрансформаторных источников питания с гасящим конденсатором, предложенная М. Дорофеевым ("Бестрансформаторный с гасящим конденсатором" в "Радио", 1995, № 1), во-первых, весьма сложна, неудобна для проектирования блока питания с выходным напряжением менее 20 В, а во-вторых, она не во всем безошибочна. Автор помещенной ниже статьи предлагает альтернативную методику, обеспечивающую высокую точность расчета, проверенную многолетней практикой.

В таком источнике питания к сети переменного напряжения подключены последовательно соединенные конденсатор и нагрузка. Рассмотрим вначале работу источника с чисто резистивной нагрузкой (рис. 1, а).

Из курса электротехники известно, что полное сопротивление последовательно включенных конденсатора С1 и резистора R_н равно:

$$Z = \sqrt{R_n^2 + X_{C1}^2},$$

где $X_{C1} = 1/2\pi \cdot f \cdot C1$ – емкостное сопротивление конденсатора на частоте f. Поэто-

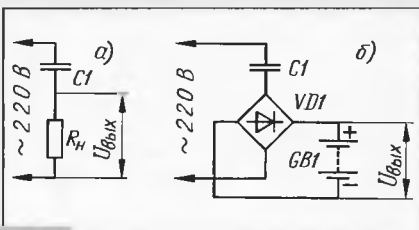


Рис. 1

му эффективный переменный ток в цепи $I_{эфф} = U_c / Z$ (U_c – напряжение питающей сети). Нагрузочный ток связан с емкостью конденсатора, выходным напряжением источника и напряжением сети следующим соотношением:

$$I_{эфф} = 2\pi \cdot f \cdot C1 \sqrt{U_c^2 - U_{вых}^2}.$$

Для малых значений выходного напряжения

$$I_{эфф} = 2\pi \cdot f \cdot C1 \cdot U_c.$$

В качестве примера, полезного в практике, проведем расчет гасящего конденсатора для включения в сеть 220 В паяльника на 127 В мощностью 40 Вт. Необходимое эффективное значение тока нагрузки $I_{эфф} = 40/127 = 0,315$ А. Расчетная емкость гасящего конденсатора

$$C1 = I_{эфф} / (2\pi \cdot f \cdot \sqrt{U_c^2 - U_{вых}^2}) = 0,315 / (314 \cdot \sqrt{220^2 - 127^2}) = 5,6 \text{ мкФ}.$$

Для работы нагревательных приборов важно значение именно эффективного тока. Однако, если нагрузкой является, например, аккумуляторная батарея, включенная в диагональ выпрямительного моста (рис. 1, б), заряжать ее будет уже средневыврямленный (пульсирующий) ток, численное значение которого меньше $I_{эфф}$:

$$I_{cp} = (2 \sqrt{2} / \pi) I_{эфф} = 0,9 I_{эфф}.$$

Для малых значений выходного напряжения

$$I_{cp} = 4 \sqrt{2} \cdot f \cdot C1 \cdot U_c. \quad (1)$$

В радиолюбительской практике часто используют источник, в котором гасящий конденсатор включен в сеть последовательно с диодным мостом, а нагрузка, зашунтированная другим конденсатором, питается от выходной диагонали моста (рис. 2). В этом случае цепь становится резко нелинейной и форма тока, протекающего через мост и гасящий конденсатор, будет отличаться от синусоидальной. Из-за этого представленный выше расчет оказывается неверным.

Каковы процессы, происходящие в источнике со сглаживающим конденсатором С2 емкостью, достаточной для того, чтобы считать пульсации выходного напряжения пренебрежимо малыми? Для гасящего конденсатора С1 диодный мост (вместе с С2 и R_н) в установившемся режиме представляет собой некий эквивалент симметричного стабилизатора. При напряжении на этом эквиваленте, меньшем некоторого значения (оно практически равно напряжению $U_{вых}$ на конденсаторе С2), мост закрыт и тока не проводит, при большем – через открытый мост течет ток, не давая увеличиваться напряжению на входе моста.

Рассмотрение начнем с момента t₁, когда напряжение сети максимально (рис. 3). Конденсатор С1 заряжен до амплитудного напряжения сети $U_{c,амп}$ за вычетом напряжения на диодном мосте U_m , примерно равного $U_{вых}$. Ток через конденсатор С1 и закрытый мост равен нулю. Напряжение в сети уменьшается по косинусоидальному закону (график 1), на мосте также уменьшается (график 2), а напряжение на конденсаторе С1 не меняется.

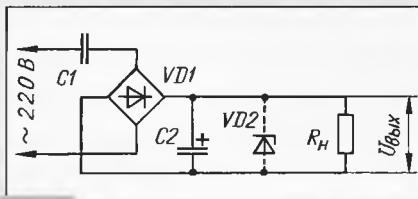


Рис. 2

Ток конденсатора останется нулевым до тех пор, пока напряжение на диодном мосте, сменив знак на противоположный, не достигнет значения $-U_{вых}$ (момент t₂). В этот момент появится скачком ток I_{с1} через конденсатор С1 и мост. Начиная с момента t₂, напряжение на мосте не меняется, а ток определяется скоростью изменения напряжения сети и, следовательно, будет точно таким же, как если бы к сети был подключен только конденсатор С1 (график 3).

Когда напряжение сети достигнет отрицательного амплитудного значения (момент t₃), ток через конденсатор С1 снова станет равным нулю. Далее процесс повторяется каждый полупериод.

Ток через мост протекает лишь в интервале времени от t₂ до t₃, его среднее значение может быть рассчитано как площадь заштрихованной части синусоиды на графике 3. Несложные расчеты, требующие, однако, знания дифференциального и интегрального исчисления, дают такую формулу для среднего тока I_{ср} через нагрузку R_н:

$$I_{cp} = 4f \cdot C1 (U_{c,амп} - U_{вых}) = 4f \cdot C1 (U_c \sqrt{2} - U_{вых}). \quad (2)$$

При малых значениях выходного напряжения эта формула и ранее полученная (1) дают одинаковый результат. Если в (2) выходной ток приравнять к нулю, получим $U_{вых} = U_c \sqrt{2}$, т. е. при токе нагрузки, равном нулю (при случайном отключении нагрузки, скажем, из-за ненадежного контакта), выходное напряжение источника становится равным амплитудному напряжению сети. Это означает, что все элементы источника должны выдерживать такое напряжение. При уменьшении тока нагрузки, например, на 10%, выходное напряжение увеличится так, чтобы выражение в скобках также уменьшилось на 10%, т. е. примерно на 30 В (при $U_{вых} = 10$ В). Вывод – включение стабилизатора параллельно нагрузке R_н (как показано штриховыми линиями на рис. 2) практически обязательно.

Для однополупериодного выпрямителя (рис. 4) ток рассчитывают по следующей формуле:

$$I_{cp} = 2f \cdot C1 (U_{c,амп} - U_{вых}/2) = 2f \cdot C1 (U_c \sqrt{2} - U_{вых}/2).$$

Естественно, при малых значениях выходного напряжения ток нагрузки будет вдвое меньше, чем для двуполупериодного выпрямителя, а выходное напряжение при нулевом токе нагрузки – вдвое больше – ведь это выпрямитель с удвоенным напряжением!

Порядок расчета источников по схеме на рис. 2 следующей. Вначале задаются выходным напряжением $U_{вых}$, максимальным $I_n \text{ max}$ и минимальным $I_n \text{ min}$ значениями тока нагрузки, максимальным $U_{c \text{ max}}$ и минимальным $U_{c \text{ min}}$ значениями напряжения сети. Выше уже было указано, что при меняющемся токе нагрузки обязательно стабилизатор, включенный параллельно нагрузке R_н. Как его выбрать? При минимальном напряжении сети и максимальном токе нагрузки через стабилизатор должен протекать ток не менее допустимого минимального тока стабилизации $I_{ст \text{ min}}$. Можно задать значением в пределах 3...5 мА. Теперь определяют емкость гасящего конденсатора С1 для двуполупериодного выпрямителя:

$$C1 = 3,5 (I_{ст \text{ min}} + I_n \text{ max}) / (U_{c \text{ min}} - 0,7 U_{вых}). \quad (3)$$

Формула получена из (2) подстановкой соответствующих значений. Ток в ней – в миллиамперах, напряжение – в вольтах; емкость получится в микрофарадах. Результат расчета округляют до ближайшего большего номинала; можно использовать батарею из нескольких конденсаторов, включенных параллельно.

Далее рассчитывают максимальный ток через стабилитрон при максимальном напряжении сети и минимальном потреблении от источника тока:

$$I_{ст\ max} = (U_{с\ max} - 0,7U_{вых})C1/3,5 - I_{н\ min}. \quad (4)$$

При отсутствии стабилитрона на необходимое напряжение $U_{вых}$, допускающего рассчитанный максимальный ток стабилизации, можно соединить несколько стабилитронов на меньшее напряжение последовательно или применить аналог мощного стабилитрона [1].

Подставлять в формулу (4) минимальный ток нагрузки $I_{н\ min}$ следует лишь тогда, когда этот ток длителен – единицы секунд и более. При кратковременном минимальном токе нагрузки (доли секунды) его надо заменить средним (по времени) током нагрузки. Если стабилитрон допускает ток, больший рассчитанного по формуле (4), целесообразно использовать гасящий конденсатор несколько большей емкости для уменьшения требований к точности его подбора.

При однополупериодной схеме выпрямления (рис. 4) емкость гасящего конденсатора и максимальный ток через стабилитрон рассчитывают по формулам:

$$C1 = 7(I_{ст\ min} + I_{н\ max}) / (U_{с\ min} - 0,35U_{вых});$$

$$I_{ст\ max} = (U_{с\ max} - 0,35U_{вых})C1/7 - I_{н\ min}.$$

Рассчитаем в качестве практического примера источник питания по схеме рис. 2 (со стабилитроном, разумеется), обеспечивающий выходное напряжение 9 В при токе нагрузки, изменяющемся от $I_{н\ max} = 15$ мА до $I_{н\ min} = 5$ мА; напряжение се-

ти может изменяться от $U_{с\ max} = 240$ В до $U_{с\ min} = 200$ В.

Принимаем $I_{ст\ min} = 5$ мА. По формуле (3) находим емкость гасящего конденсатора: $C1 = 3,5(5 + 15) / (200 - 0,7 \cdot 9) = 0,361$ мкФ. Выбираем номинальное значение емкости 0,39 мкФ и по формуле (4) проверяем максимальный ток через стабилитрон: $I_{ст\ max} = (240 - 0,7 \cdot 9) \cdot 0,39 / 3,5 = 21$ мА. По справочнику выберем стабилитрон Д814Б, имеющий необходимое напряжение стабилизации.

Рассмотрим здесь типичную ошибку, когда вместо стабилитрона используют последовательный стабилизатор напряжения (рис. 5). Рассчитаем источник при тех же исходных параметрах, но будем считать, что для обеспечения выходного напряжения 9 В напряжение на входе стабилизатора $U_{вх.ст}$ должно быть не менее 12 В. Ток, потребляемый собственно стабилизатором ДА1, будем считать равным: $I_{пот} = 10$ мА.

$$C1 = 3,5(I_{пот} + I_{н\ max}) / (U_{с\ min} - 0,7U_{вх.ст}). \quad (5)$$

$$C1 = 3,5(10 + 15) / (200 - 0,7 \cdot 12) = 0,457 \text{ мкФ.}$$

Выбираем $C1 = 4,7$ мкФ.

При увеличении напряжения сети и

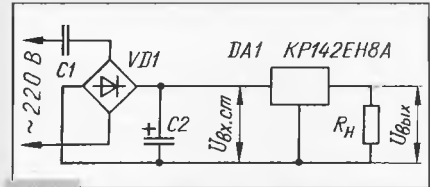


Рис. 5

пульсаций 0,2 В емкость сглаживающего конденсатора равна:

$$C2 = 5 \cdot 15 / 0,2 = 375 \text{ мкФ.}$$

Для ограничения броска тока через диоды выпрямительного моста в момент включения источника в сеть последовательно с гасящим конденсатором необходимо включить токоограничивающий резистор. Чем меньше сопротивление этого резистора, тем меньше потери в нем. Для диодного моста КЦ407А или моста из диодов КД103А достаточно резистора сопротивлением 36 Ом.

Рассеиваемую на нем среднюю мощность P можно определить по формуле: $P = 5,6C1^2R$, где емкость – в микрофарадах, сопротивление – в омах, мощность – в милливаттах. Для рассмотренного выше примера $P = 5,6 \cdot 0,39^2 \cdot 36 = 30$ мВт. Для надежности (ведь в момент включения к резистору может быть приложено амплитудное напряжение сети) рекомендуется использовать резистор мощностью не менее 0,5 Вт.

Для того, чтобы исключить возможность поражения электротоком при налаживании устройств с рассматриваемыми источниками, питать их следует не от сети, а от сетевого лабораторного низковольтного блока питания через токоограничительный резистор. Выходное напряжение лабораторного блока устанавливают большим напряжением питания налаживаемого устройства настолько, чтобы ток через токоограничительный резистор был близок к $I_{ст\ min} + I_{н\ max}$.

Иногда удобно использовать в роли токоограничительного резистора источника, ограничивающий бросок тока через диоды выпрямительного моста. В этом случае достаточно замкнуть выводы гасящего конденсатора проволочной перемычкой. Не забудьте удалить эту перемычку или дополнительный резистор перед включением устройства в сеть!

Интерес представляют также источники питания, в которых гасящий конденсатор включен в цепь первичной обмотки трансформатора, как это реализовано в [2]. Основное назначение трансформатора – гальванически развязать нагрузку от сети. Стремиться уменьшать коэффициент трансформации не следует, это поведет к необходимости увеличивать емкость гасящего конденсатора. Нет особого смысла и во включении двух стабилитронов до моста вместо одного за мостом, как обычно.

В устройствах для зарядки аккумуляторных батарей такой источник обеспечивает весьма стабильный выходной (зарядный) ток при минимальной габаритной мощности трансформатора и предельной схемной простоте [3]. Формулы для расчета источника отличаются от ранее полученных лишь учетом коэффициента трансформации n трансформатора ($Cг$ – емкость гасящего конденсатора):

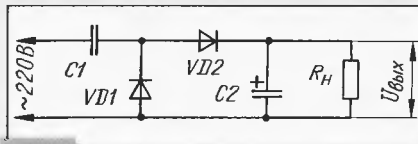


Рис. 4

уменьшении тока нагрузки входное напряжение стабилизатора $U_{вх.ст}$ будет, разумеется, увеличиваться. Для его расчета преобразуем формулу (5) к необходимому виду:

$$U_{вх.ст\ max} = U_{с\ max} / 0,7 - 5(I_{пот} + I_{н\ min}) / C1.$$

Вычислим

$$U_{вх.ст\ max} = 240 / 0,7 - 5(10 + 5) / 0,47 = 183 \text{ В.}$$

Такое напряжение конечно же не выдержит ни один низковольтный микросхемный стабилизатор. Итак, стабилитрон необходим и в этом случае.

Для оценки емкости конденсатора $C2$, обеспечивающей заданную амплитуду пульсаций выходного напряжения, будем считать, что для источника по схеме рис. 2 зарядка этого конденсатора длится четверть периода напряжения сети, и столько же – разрядка. При таком приближении двойное напряжение пульсаций $2U_{пуль}$ (размах) равно:

$$2U_{пуль} = 0,25I_{н\ max} / f \cdot C2.$$

Аналогично можно считать, что для источника по схеме рис. 4 зарядка длится то же время, а разрядка – три четверти периода:

$$2U_{пуль} = 0,75I_{н\ max} / f \cdot C2.$$

Для выходного напряжения менее 100 В реально зарядка длится большее время, разрядка – меньшее, и эти выражения дают заметно завышенный результат, поэтому расчет емкости сглаживающего конденсатора по полученным из них формулам обеспечивает некоторый запас: $C2 = 5I_{н\ max} / 2U_{пуль}$ (для рис. 2) и $C2 = 15I_{н\ max} / 2U_{пуль}$ (для рис. 4), где ток – в миллиамперах, емкость – в микрофарадах, напряжение – в вольтах.

Хотя стабилитрон и уменьшает напряжение пульсаций, использовать сглаживающий конденсатор емкостью менее рассчитанной не рекомендуется. В ранее рассмотренном примере при размахе

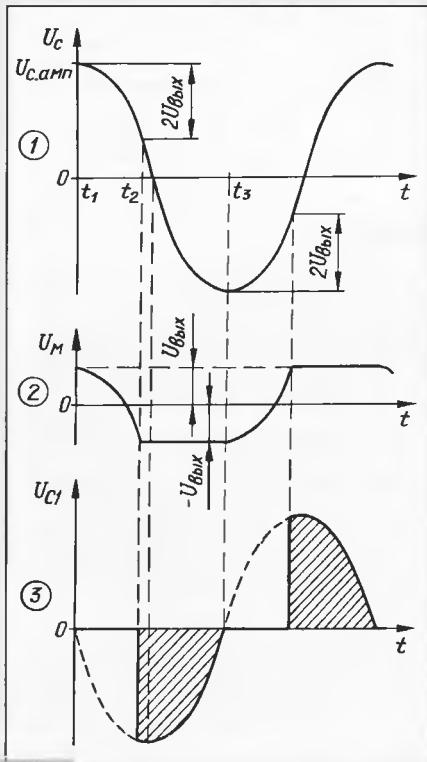


Рис. 3

$$I_{cp} = 4f \cdot C_T \cdot n (U_{c \text{ ампл}} - n \cdot U_{\text{вых}}) = 4f \cdot C_T \cdot n (U_{\alpha} / 2 - n \cdot U_{\text{вых}})$$

Для зарядного устройства не нужен стабилитрон и сглаживающий конденсатор. Формулу для расчета емкости гасящего конденсатора нетрудно получить из предыдущей:

$$C_T = I_{cp} / 4f \cdot n (U_{c \sqrt{2}} - n \cdot U_{\text{вых}})$$

Каждому значению выходного напряжения соответствует оптимальное значение коэффициента трансформации $n_{\text{опт}}$, при котором емкость гасящего конденсатора минимальна: $n_{\text{опт}} = U_{c \sqrt{2}} / U_{\text{вых}} \sqrt{2}$. При этом амплитудное значение напряжения на первичной обмотке трансформатора (оно имеет форму, показанную на графике 2, рис. 3) равно $U_{\text{ламг}} = U_{c \sqrt{2}} = 155 \text{ В}$.

На рис. 6 представлена зависимость емкости гасящего конденсатора C_T от амплитудного значения напряжения на первичной обмотке трансформатора

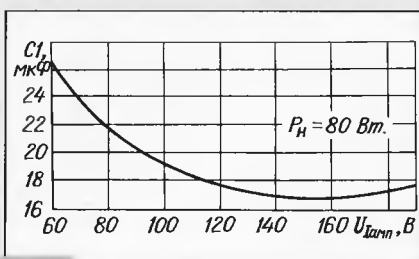


Рис. 6

$U_{\text{ламг}}$ для получения на вторичной обмотке мощности $I_{cp} \cdot U_{\text{вых}} = 80 \text{ Вт}$ без учета потерь в трансформаторе:

$$C_T = I_{cp} \cdot U_{\text{вых}} / 4f \cdot U_{\text{ламг}} (U_{c \sqrt{2}} - U_{\text{ламг}}) = 80 / 200 \cdot U_{\text{ламг}} (310 - U_{\text{ламг}})$$

Характер кривой показывает, что расчетное напряжение первичной обмотки трансформатора не критично. Увеличение требуемой емкости гасящего конденсатора при уменьшении этого напряжения от оптимального значения 155 В до, например, стандартного для одного из вариантов включения первичной обмотки серийных трансформаторов ТПП, ТН значения 127 В, не превышает нескольких процентов.

Напомним здесь, что не все конденсаторы могут работать в качестве гасящих. Из опыта автора следует, что конденсаторы К73-16 и К73-17 на рабочее напряжение 250 В и более работают в таких устройствах вполне надежно. Если нужны конденсаторы большой емкости, следует использовать МБГЧ или К42-19 на то же рабочее напряжение или другие конденсаторы на напряжение не менее 500 В.

И последнее. Конструкция источника и устройства, питающегося от него, должна исключать возможность прикосновения к любым его проводникам в процессе эксплуатации. Особое внимание нужно уделить изоляции органов управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Курский И. Аналог мощного стабилитрона. – Радио, 1989, № 9, с. 88.
2. Пожаринский Л. Маломощный блок питания. – Радио, 1978, № 5, с. 56.
3. Бирюков С. Простое зарядное устройство. – Радио, 1997, № 3, с. 50.

ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО ОСЦИЛЛОГРАФА

О. ПОТАПЕНКО, г. Ростов-на-Дону

При модернизации старого либо при разработке нового осциллографа радиолюбитель старается расширить его диапазон частот развертки. В этой статье предлагаются варианты экономичных высокочастотных усилителей блока развертки, которые в настоящее время получили распространение в осциллографической аппаратуре. Они весьма просты и вполне доступны для повторения.

В большинстве отечественных промышленных и любительских осциллографов выходной каскад усилителя горизонтального отклонения (УГО) выполнен по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Для получения необходимого размаха и линейности выходного пилообразного напряжения на "быстрых" развертках питание каскада выбирают в пределах 150...250 В, а коллекторный ток выходных транзисторов задается около 30...50 мА. Это приводит к повышению рассеиваемой мощности выходными транзисторами и необходимости применять радиаторы и мощные нагрузочные резисторы, что, в свою очередь, отрицательно сказывается на экономичности, тепловых показателях и габаритах прибора в целом.

Улучшить эти показатели, снизить коллекторный ток на порядок позволяет использование в выходном каскаде УГО каскодной схемы ОЭ – ОБ, обладающей высоким устойчивым усилением и широкой полосой пропускания за счет малой проходной и выходной емкости (рис. 1) [1, 2].

Особенностью этого каскада является включение не одного, как обычно, транзистора по схеме с ОБ, а двух (VT2 и VT3) разной структуры. Поскольку на эмиттер каждого из транзисторов VT2 и VT3 подается усиленный входной сигнал с коллектора VT1 (для VT2 связь с ним непосредственная, а для VT3 – через конденсатор C1), то каждый транзистор, помимо усиления, выполняет еще и роль динамической нагрузки для другого. Таким образом, получается каскодный усилитель с двухтактным выходным каскадом с так называемой встречной динамической нагрузкой [3].

Введение отрицательной обратной связи через резистор R2 позволяет получить высокую линейность пилообразного выходного напряжения на развертках вплоть до 50 нс/дел при токе через выходные транзисторы всего 5...6 мА.

Включение резистора R3 дополнительно снижает рассеиваемую на коллекторе VT3 мощность примерно в два раза без какого-либо ухудшения параметров усилителя за счет распределения тока через резистор R4 между транзистором VT3 и резистором R3.

На рис. 2 представлена практическая схема выходного каскада УГО. Ввиду того, что нашей промышленностью не выпускаются высоковольтные СВЧ р-п-р транзисторы средней мощности, транзистор VT3 в схеме на рис. 1 заменен двумя последова-

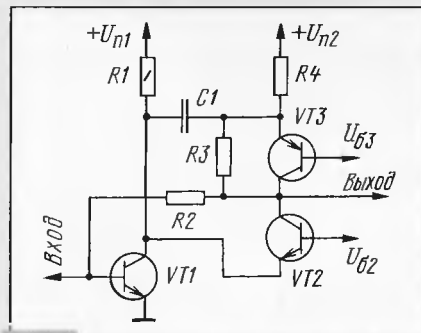


Рис. 1

тельно включенными транзисторами КТ904А, имеющими

$U_{\text{кmax}} = 65 \text{ В}$ и $F_{\text{гр}} = 400 \text{ МГц}$. Делитель на резисторах R6, R7 обеспечивает распределение коллекторного напряжения между ними. По постоянному току режим выходных транзисторов задается цепью смещения VD3, R9, R12 и делителем R8R11 в базовых цепях VT3, VT4 и VT2 соответственно, а также резистором R5, определяющим рабочий ток через них в соответствии с выражением

$$I = (U_{\text{VD3}} - U_{\text{БЭ4}}) / R5$$

Весь каскад охвачен отрицательной обратной связью по напряжению через резистор R3. Конденсаторы C3, C4 и C6 обеспечивают коррекцию переходной характеристики кас-