РАСЧЕТ КРИТИЧЕСКОЙ ИНДУКТИВНОСТИ дросселя сглаживающего фильтра

Часть 1

В.Горячев, к.т.н., главный специалист ЗАО "СпецЭлектронСистемы",
А.Чуприн, главный конструктор ЗАО "СпецЭлектронСистемы" / andchuprin@rambler.ru

УДК 621.311.69, DOI: 10.22184/2070-8963.2019.84.7.60.64

Выведена формула для расчета критической индуктивности дросселя сглаживающего фильтра импульсного вторичного источника питания (ВИП) с учетом длительности просечки ("мертвое время"). Расчет индуктивности производится исходя из разброса входных питающих напряжений, выходных токов нагрузки и периода повторения импульсов на входе фильтра.

Сглаживающий Г-образный фильтр ($C_r\Phi$) включает в себя всего два компонента – дроссель и конденсатор фильтра. Напомним, что дросселем фильтра наиболее часто называют катушку индуктивности, работающую при больших уровнях постоянного тока (тока подмагничивания), протекающего через витки катушки индуктивности. $C_r\Phi$ включается между выпрямителем (ВП) и нагрузкой R_n (рис.1). И в этой цепи он обеспечивает не только сглаживание пульсаций (откуда его название), но и ряд других функций, таких как ограничение скорости нарастания тока через силовые ключи; снижение пускового тока импульсного ВИП в момент включения; формирование нагрузочной характеристики силовых ключей. Однако основные задачи фильтра в составе ВИП заключаются в другом – выделении постоянной составляющей напряжения из импульсных сигналов прямоугольной формы, поступающих на вход дросселя $C_r\Phi$, и в подавлении амплитуд первой и высших гармоник, присутствующих в последовательности входных импульсов. Для выполнения этих функций $C_r\Phi$ должен удовлетворять ряду требований,

предъявляемых к дросселю фильтра. И одним из этих требований, по существу основным, является обеспечение индуктивной реакции фильтра на ВП.

Можно выделить несколько аргументов в пользу обеспечения индуктивной реакции фильтра: индуктивная реакция необходима для большей стабильности внешней характеристики ВП; при индуктивной реакции фильтра меньше действующее значение токов в вентильях ВП и в обмотках трансформатора; меньше габаритная мощность трансформатора. Но для обеспечения индуктивной реакции фильтра необходимо, чтобы дроссель фильтра обладал определенной индуктивностью L_Φ – большей или равной критической величине индуктивности $L_{кр}$, то есть $L_\Phi \geq L_{кр}$.

Как уже указывалось, основная задача $C_r\Phi$ заключается в том, чтобы выделить постоянную (нулевую) составляющую напряжения из импульсных входных сигналов прямоугольной формы или, что то же самое, выделить среднее значение напряжения (выполнить усреднение входного сигнала). То есть $C_r\Phi$ должен функционировать в соответствии с выражением:

Рис.1. Схема СГФ в составе двухтактного преобразователя

$$U_{cp} = U_{вых} = U_{вхL}(t_{и}/T) = U_{вхL} \times K_3, \quad (1)$$

где $U_{cp} = U_{вых}$ – средняя величина импульсного сигнала, равная постоянной составляющей (нулевая составляющая) напряжения на выходе СГФ; $U_{вхL}$ – максимальная амплитуда импульсного сигнала на входе дросселя; $t_{и} = t_{он}$ – длительность импульса на входе СГФ, равная длительности включенного состояния силового МОП-транзистора, поступающего на его вход с выхода узла ШИМ (широтно-импульсный модулятор); T – период следования импульсов на входе дросселя СГФ; $K_3 = t_{и}/T$ – коэффициент заполнения.

В выражении (1) отсутствует ток. Последнее свидетельствует о том, что выходное напряжение $U_{вых}$ не зависит от тока нагрузки, а длительность импульса $t_{и} = t_{он}$ остается постоянной при изменении тока нагрузки в заданных разработчиком пределах – от тока $I_H = I_{HMAX}$ до тока $I_H = I_{HMIN}$. Это является следствием допущения, что нет потерь в проводниках и активных элементах. Более правильно сказать, что длительность импульса зависит, но очень незначительно, от тока нагрузки. И это объясняется тем, что с изменением тока нагрузки меняется напряжение на диоде, на проводниках. Следовательно, отрицательная обратная связь (ООС) должна отрабатывать эти изменения. Но поскольку эти изменения незначительны, то можно сказать, что длительность импульса $t_{и} = t_{он}$ практически не зависит от тока нагрузки при условии изменения тока в заданных пределах. Однако, как указывалось выше, для работы СГФ в соответствии

Рис.2. Форма тока в дросселе СГФ при токе нагрузки $I_H = I_{H.min}$

с уравнением (1) необходимо, чтобы индуктивность дросселя L_ϕ была равна или больше критической индуктивности, то есть $L_\phi \geq L_{кр}$.

В импульсных вторичных источниках питания, содержащих СГФ, под индуктивностью $L_{кр}$ понимают такую индуктивность дросселя, при которой ток дросселя непрерывен при минимальной величине тока нагрузки, то есть при $R_H = R_{H.max}$. Это означает, что ток в дросселе будет протекать и при отсутствии импульсов на его входе, то есть в паузе между импульсами. При этом во время действия импульса $t_{и} = t_{он}$ ток в индуктивности нарастает по линейному закону со скоростью

$$di/dt = U_L/L_{кр}, \quad (2)$$

а в паузе снижается по линейному закону со скоростью

$$di/dt \approx -U_{вых}/L_{кр}, \quad (3)$$

где U_L и $U_{вых}$ – постоянные величины, то есть const. Принимая во внимание, что для функций, изменяющихся по линейному закону, дифференциал функции равен ее приращению, выражения (2) и (3) можно записать в виде:

$$\Delta I/\Delta t = U_L/L_{кр}, \quad (2a)$$

$$\Delta I/\Delta t \approx -U_{вых}/L_{кр}. \quad (3a)$$

При этом при $L_\phi \geq L_{кр}$ полное приращение тока, то есть ΔI за время действия импульса $t_{и} = t_{он}$ будет равно $2I_{H.min}$, то есть

$$\Delta I = 2I_{H.min} \quad (4)$$

И, следовательно, амплитуда тока пилообразного напряжения ($\Delta I/2$) станет равной минимальному току нагрузки, то есть

$$\Delta I/2 = I_{H.min}. \quad (5)$$

Форма тока в дросселе $C_r\Phi$ при токе нагрузки, равном току $I_{H.min}$, приведена на рис.2. Из рисунка видно, что $\Delta I/2$ – это амплитуда пилообразного тока, которая равна среднему значению тока в дросселе LC-фильтра, а ΔI – это полное приращение тока за время действия импульса $t_{H1} = t_{ON}$. Во время действия импульса на входе $C_r\Phi$, то есть во время открытого состояния ключевого транзистора VT1 или VT2, в дросселе накапливается энергия, которая должна быть отдана в нагрузку в момент действия паузы. Таким образом, во время отсутствия импульсов энергия в нагрузке обеспечивается за счет энергии, накопленной в дросселе и конденсаторе фильтра. Напомним, что индуктивность в стадии разряда рассматривается как источник тока, а конденсатор – как источник напряжения.

Величину индуктивности дросселя можно приближенно оценить, если предположить, что ток от своей первоначальной величины $I_H = I_{H.min}$ разряжается по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$\tau = L/R_H. \quad (6)$$

Из этого выражения следует, что чем больше величина сопротивления $R = R_H$, тем меньше постоянная времени, то есть меньше времени требуется для ее разряда. Понятно, что ток через дроссель не успеет разрядиться до нуля, если величину дросселя L определить из выражения

$$L \geq T \times R_{H.max}, \quad (7)$$

где $R_{H.max}$ соответствует току, равному току $I_{H.min}$, поскольку для полного разряда требуется время больше, чем 3τ .

Следовательно, найденная таким образом индуктивность будет избыточна, что не всегда оправдано, так как такая индуктивность будет занимать много места вследствие большого числа витков. Индуктивность дросселя определяется из выражения:

$$L = \omega^2/R_M, \quad (8)$$

где R_M – магнитное сопротивление дросселя (представление о магнитном сопротивлении является условным, так как в магнитном материале отсутствует движение частиц [1]):

$$R_M = l_{cp}/\mu S \text{ (1/Гн)}, \quad (8a)$$

где l_{cp} – длина средней линии кольцевого сердечника дросселя; S – площадь поперечного сечения сердечника; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость вещества магнитопровода (характеризует магнитные свойства вещества, то есть способность вещества намагничиваться под действием внешнего поля) Гн/м. Критическая индуктивность имеет заметно меньшую величину, и она близка к оптимальной с точки зрения габаритов и потерь в дросселе. Поэтому нахождение критической индуктивности вытекает из необходимости построения ВИП с высокой удельной мощностью (например, бортовых ВИП).

Однако важно отметить, что применение дросселей с индуктивностью больше $L_{кр}$, кроме отмеченного выше недостатка, имеет свои преимущества, и работа дросселя с индуктивностью, значительно превышающей критическую, во многих случаях оказывается вполне оправданной.

Но вернемся к индуктивности $L_{кр}$ – и найдем выражение для ее определения.

Для этого воспользуемся общеизвестной формулой:

$$L = U_L \times (dt/di). \quad (9)$$

Или с учетом вышеприведенных замечаний запишем эту формулу в следующем виде:

$$L = U_L \times (\Delta t/\Delta I), \quad (10)$$

где Δt – время протекания тока через дроссель при открытом состоянии ключевого МОП-транзистора, то есть $\Delta t = t_{H1} = t_{ON}$; U_L – напряжение на выводах дросселя (при максимальном напряжении на входе ВИП, то есть при $U_{Bx.max}$), которое находится по формуле:

$$U_L = U_{BxL} - U_{Bых}. \quad (11)$$

Величина тока пульсаций дросселя ΔI задается размахом и, как правило, находится в пределах:

$$\Delta I = K_I \times I_{H.max}, \quad (12)$$

где K_I – (коэффициент пульсации тока дросселя) – обычно лежит в пределах (10–30)% от $I_{H.max}$, то есть можно записать, что

$$\Delta I = (0,1-0,3)I_{H,max}. \quad (13)$$

И тогда с учетом выражения (4) можно записать

$$\Delta I = K_I \times I_{H,max} = 2I_{H,min}. \quad (14)$$

Из уравнения (14) находим амплитуду тока пульсаций дросселя ($\Delta I/2$), которая в дальнейшем потребуется при определении максимального тока дросселя:

$$(\Delta I/2) = I_{H,min} = K_I \times I_{H,max} / 2 = (0,1-0,3)I_{H,max} / 2. \quad (15)$$

Еще раз напомним: индуктивность, подсчитанную по формуле (10), можно рассматривать в качестве критической, если ток в дросселе непрерывен в течение всего периода T , а для этого необходимо, чтобы:

- прирост тока в дросселе (ΔI) за время действия импульса ШИМ был равен $2I_{H,min}$, то есть

$$\Delta I = 2I_{H,min};$$

- ток во время действия импульса ШИМ и в его отсутствии изменялся по линейному закону (это возможно только при условии постоянства напряжения на выводах дросселя фильтра как в момент действия импульса ШИМ, так и в его отсутствии);
- среднее значение тока в дросселе LC фильтра равно току нагрузки. В этом случае длительность импульсов при заданном входном напряжении, формируемых схемой ШИМ, будет постоянна независимо от тока нагрузки, изменяемого в заданных пределах от $I_{H,min}$ до $I_{H,max}$.

Таким образом, чтобы найти величину $L_{кр}$ по формуле (10), необходимо определить две величины – $U_{ВХЛ}$ и длительность импульса $t_{и} = t_{ОН}$. Величину $U_{ВХЛ}$ найдем из формулы (1):

$$U_{ВХЛ} = U_{ВЫХ} \times (T / t_{и}). \quad (16)$$

Для нахождения величины длительности импульса $t_{и} = t_{ОН}$ воспользуемся формулой, по которой работает ШИМ:

$$U_{ВХ} \times t_{и} = \text{const}, \quad (17)$$

где $U_{ВХ}$ – напряжение на входе ВИП.

То есть ШИМ формирует импульсные сигналы, длительность которых уменьшается при увеличении входного сигнала и увеличивается при его

уменьшении. Но если это так, то уравнение (17) можно записать следующим образом:

$$U_{ВХ min} \times t_{и max} = U_{ВХ max} \times t_{и min}, \quad (18)$$

где $U_{ВХ min}$, $U_{ВХ max}$ – соответственно минимальное и максимальное напряжения на входе ВИП, то есть это диапазон изменения входного напряжения; $t_{и min}$, $t_{и max}$ – соответственно минимальная и максимальная длительность импульсов, формируемых схемой ШИМ в заданном диапазоне напряжений, причем $t_{и min} = t_{и} = t_{ОН}$ – это искомая длительность импульса.

Из формулы (18) выразим искомую длительность импульса:

$$t_{и} = t_{ОН} = (U_{ВХ min} \times t_{и max}) / U_{ВХ max}. \quad (19)$$

Напряжение на выводах дросселя U_L определяется формулой (11). После подстановки находим:

$$U_L = (U_{ВЫХ} \times T) / t_{и} - U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ} \times (T - t_{и}) / t_{и}. \quad (20)$$

Находим произведение $U_L \times t_{и}$:

$$U_L \times t_{и} = U_{ВЫХ} \times [(T - t_{и}) / t_{и}] \times t_{и} = U_{ВЫХ} \times (T - t_{и}). \quad (20a)$$

Находим произведение $U_L \times t_{и}$ с учетом длительности импульса $t_{и}$, определяемого выражением (19):

$$U_L \times t_{и} = U_{ВЫХ} \times (T - U_{ВХ min} \times t_{и max} / U_{ВХ max}) = U_{ВЫХ} \times (T \times U_{ВХ max} - U_{ВХ min} \times t_{и max}) / U_{ВХ max}. \quad (20б)$$

Величину $L_{кр}$ найдем из выражения (10), подставив в него найденные значения $U_L \times t_{и}$ (формула 20б) и ΔI (формула 12):

$$L_{кр} \geq \frac{U_{ВЫХ} (T \times U_{ВХ max} - U_{ВХ min} \times t_{и max})}{U_{ВХ max} \times (K_I \times I_{H max})}. \quad (20в)$$

В математическом выражении (20в) выразим $t_{и max}$ формулой:

$$t_{и max} = T - t_{ПРОС}, \quad (21)$$

где $t_{ПРОС}$ – длительность просечки (см.рис.2) или, что то же самое, "мертвое время" (dead time).

Длительность просечки задается разработчиком, и она зависит от ряда факторов. Это и тип используемых силовых транзисторов (ключей), и параметры трансформатора, и частота

преобразования. Обычно при выполнении силовых ключей на МОП-транзисторах и частоте преобразования, не превышающей 500 кГц, она составляет менее десятой части периода, т. е.

$$t_{\text{ПРОС}} = 0,1 \times T. \quad (23)$$

После подстановки (21) в формулу (20в) найдем величину $L_{\text{кр}}$ с учетом длительности просечки:

$$L_{\text{кр}} \geq [U_{\text{ВЫХ}}(T \times U_{\text{ВХ max}} - U_{\text{ВХ min}} \times (T - t_{\text{ПРОС}})) / U_{\text{ВХ max}} (K_I \times I_{\text{Нmax}}) = [U_{\text{ВЫХ}}(T \times U_{\text{ВХ max}} - U_{\text{ВХ min}} \times T + U_{\text{ВХ min}} \times t_{\text{ПРОС}})] / U_{\text{ВХ max}} (K_I \times I_{\text{Нmax}}) = U_{\text{ВЫХ}}[(T \times (U_{\text{ВХ max}} - U_{\text{ВХ min}}) + (U_{\text{ВХ min}} \times t_{\text{ПРОС}}))] / U_{\text{ВХ max}} (K_I \times I_{\text{Нmax}}).$$

Таким образом, получили легко читаемую формулу для подсчета критической индуктивности с учетом длительности просечки, выраженную с учетом разброса напряжения питания на входе ВИП:

$$L_{\text{кр}} \geq U_{\text{ВЫХ}}[(T \times (U_{\text{ВХ max}} - U_{\text{ВХ min}}) + (U_{\text{ВХ min}} \times t_{\text{ПРОС}}))] / U_{\text{ВХ max}} \times (K_I \times I_{\text{Нmax}}). \quad (24)$$

Принимая во внимание, что $t_{\text{ПРОС}}$ много меньше T , то есть $t_{\text{ПРОС}} \ll T$, то произведением $U_{\text{ВХ min}} \times t_{\text{ПРОС}}$ можно пренебречь, и тогда выражение (24) запишется в виде:

$$L_{\text{кр}} \geq U_{\text{ВЫХ}} \times [(T \times (U_{\text{ВХ max}} - U_{\text{ВХ min}}))] / U_{\text{ВХ max}} \times (K_I \times I_{\text{Нmax}}), \quad (25)$$

то есть получили более простое выражение.

Для бортовых ВИП $U_{\text{ВХ max}}$ обычно составляет (1,5; 2) $U_{\text{ВХ min}}$, то есть можно записать, что

$$U_{\text{ВХ max}} = K_U \times U_{\text{ВХ min}}, \quad (26)$$

где K_U – коэффициент разброса входного напряжения, принимаемый либо 1,5, либо 2 (коэффициент K_U может принимать и промежуточные значения).

Однако при этом необходимо помнить, что при $K_U > 2$, то есть при работе с большим диапазоном коэффициента заполнения K_z есть риск захода в нелинейную область кривой намагничивания, особенно при высоких температурах, близких к точке Кюри. Последнее обязательно приведет к нарушению симметрии в процессе перемагничивания сердечника трансформатора, то есть к его глубокому одностороннему насыщению и, как результат, к отказу силовых транзисторов. Преобразуем выражение (25) с учетом равенства (26):

$$L_{\text{кр}} > U_{\text{ВЫХ}} \times [(T \times (K_U \times U_{\text{ВХ min}} - U_{\text{ВХ min}}))] / K_U \times U_{\text{ВХ min}} \times (K_I \times I_{\text{Нmax}}) = U_{\text{ВЫХ}} \times T \times (K_U - 1) / K_U \times (K_I \times I_{\text{Нmax}}) = R_{\text{Н.min}} \times T \times (K_U - 1) / K_U \times K_I = R_{\text{Н.min}} \times T \times (1 - 1/K_U) / K_I,$$

где $R_{\text{Н.min}} = U_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{Нmax}}$.

Итак, получили удобную и простую формулу для подсчета $L_{\text{кр}}$, выраженную через заданные параметры: $R_{\text{Н.min}}$, разброс напряжения по входу и по току нагрузки:

$$L_{\text{кр}} > R_{\text{Н.min}} \times T \times (1 - 1/K_U) / K_I. \quad (27)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В первой части статьи приводятся уточненная и упрощенная формулы для подсчета критической индуктивности сглаживающих фильтров; рассмотрены инженерные противоречия, которые необходимо учитывать при расчете величины критической индуктивности. Во второй части расчетные формулы будут сведены к табличному виду, позволяющему по исходным данным, таким как минимальное сопротивление нагрузки и период следования импульсов на входе фильтра, выбрать необходимую формулу.

ЛИТЕРАТУРА

1. Букреев И.Н., Горячев В.И., Мансуров Б.М. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2009.
2. Горячев В.И., Чуприн А.В. Узел внутреннего напряжения питания в бортовых ВИП // ПЕРВАЯ МИЛЯ. 2016. № 4. С. 50–57.
3. Abraham I., Pressman Keith Billings, Taylor Morey. Switching power supply design. Third Edition.
4. Application Note 4266. An efficiency primer for switching – mode, DC-DC converter power supplies. 31.08.2015.
5. Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания. – М.: Радио Связь, 1992.
6. Семенов Б.Ю. Силовая электроника. – М.: Солон-Р, 1999.
7. Китаев В.Е., Бокуняев А.А., Колпаков М.Ф. Расчет источников электропитания устройств связи. – М.: Радио связь, 1993.
8. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1984.
9. Силовые полупроводниковые приборы / Пер. с англ. под ред. В.В.Токарева. – Воронеж, 1995.
10. Источники вторичного электропитания. Справочное пособие / Под ред. Ю.И.Конева. – М.: Радио и связь, 1983.

2019 3–6
декабря

Москва
ВДНХ 75
павильон

МФЭС

Международный форум
«ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СЕТИ»

Крупнейшее XXII
международное событие
в электроэнергетике

Демонстрация
новейшего оборудования
и технологий

Обсуждение ключевых
вопросов цифровой
трансформации отрасли

400+

ЭКСПОНЕНТОВ
ИЗ 27 СТРАН

15 000+

УЧАСТНИКОВ

300+

СПИКЕРОВ

40+

МЕРОПРИЯТИЙ

130+

ПРЕДСТАВИТЕЛЕЙ
СМИ

WWW.EXPOELECTROSETI.RU

[@FORUMELECTROSETI](https://www.facebook.com/forumelectroseti)

При поддержке

РОССЕТИ

Организатор:

**ЗАО
«Электрические
сети»**

Оператор:

Grata_{adv}

16+