

Продолжение. Начало в № 4'2006

Электромагнитная совместимость импульсных источников питания:

проблемы и пути их решения. Часть 2

В первой части этой статьи [1] были описаны основные электромагнитные аномалии в сетях электропитания и их воздействие на импульсные источники вторичного электропитания (ИВЭ). Указано, что импульсные ИВЭ сами являются источником электромагнитных помех. Были рассмотрены виды электромагнитных помех и допустимые нормы значений параметров помехи на основе международных и отечественных стандартов по ЭМС. Рассмотрены задачи по обеспечению ЭМС ИВЭ. В общем виде сформулированы основные меры по подавлению (ослаблению) электромагнитных аномалий и помех. Ниже предлагаются структурные, схемотехнические и компонентные рекомендации по решению проблем в области обеспечения ЭМС импульсных источников питания.

Владимир Ланцов

vvlantsov@list.ru

**Саркис Эраносян,
к. т. н.**

sergera840@mail.ru

Ослабление электромагнитных воздействий со стороны сети электропитания

Использование структур источников питания, адаптированных к «плохой» сети электропитания

Для обеспечения адаптации ИВЭ к «плохой» электросети используются специальные структурные и схемотехнические методы. К числу основных классов таких источников питания можно отнести:

- источники гарантированного питания (ИГП);
- источники бесперебойного питания (ИБП) — Uninterruptable Power Supply (UPS);
- источники питания с универсальным входом (universal input).

Источники гарантированного питания

Источники такого типа, в принципе, выполняются по стандартным структурам и схемам, за исключением входного устройства. ИГП обеспечивают нормированную в технических требованиях стабильность выходных напряжений при изменении сетевого напряжения, например, $\pm 10\%$, $(+10, -15)\%$, $\pm 20\%$. Однако входное устройство ИГП дополнительно снабжено быстродействующим переключателем, с помощью которого возможно автоматически отключить источник от основной сети электропитания и подключить к одной из резервных сетей электропитания переменного тока. Поскольку типовое значение времени удержания обычно составляет 20 мс, то быстродействие переключателей должно быть в пределах 2–10 мс (в среднем не хуже 5 мс) [2]. Также возможно использование и напряжения постоянного тока, например, величиной 240 В $\pm 20\%$, если ИВЭ разработан с учетом такого варианта. В настоящее время это условие выполняется практически всегда. В качестве переключателей в большинстве случаев используются бесконтактные, в основном, полупроводниковые модули на основе симисторов, тиристорных (оптотиристорных), MOSFET,

IGBT-структур. При этом последние выключают практически мгновенно (время выключения порядка единиц микросекунд), а традиционные симисторы и тиристоры — за время не более полупериода. В последнее время совершенствование структуры запираемых тиристоров, включая встраивание (интеграцию) управляющих микросхем (структуры типа IGCT), позволило устранить и этот недостаток. ИГП используются в аппаратуре военного назначения или в специальной промышленной аппаратуре, в которой по условиям эксплуатации недопустимы перемены электропитания.

Источники бесперебойного питания с выходом постоянного тока

Подобные источники, иначе называемые AC/DC-UPS, — еще один шаг к повышению независимости выходных напряжений ИВЭ от состояния сети электропитания. С этой целью в ИБП встраивается аккумуляторная батарея (АБ), электрическая емкость которой при необходимости может быть увеличена конструктивно рядом размещенной дополнительной аккумуляторной батареей. При уменьшении сетевого напряжения ниже допустимого значения или полном его пропадании подключается АБ на время от 5 до 30 минут и более. В этом режиме от АБ работает преобразователь (инвертор), имеющийся в каждом импульсном источнике питания. В обычном режиме аккумуляторная батарея подзаряжается от зарядного устройства, которое также входит в состав такого ИБП. ИБП могут работать в режиме «офф-лайн» (off-line) — когда источник подключается к АБ только в том случае, если сеть не «в порядке», либо в режиме «он-лайн» (on-line), когда источник постоянно питается от аккумуляторной батареи в буферном режиме, в то время как АБ непрерывно подзаряжается от сети.

Подобные источники широко выпускаются и за рубежом, и в России. Можно отметить такие отечественные фирмы, как «Александр Электрик», ММП «Ирбис», «Континент». Рассмотрим характеристики

и особенности AC/DC-UPS на примере источников типа ИБПxxxСБуу фирмы «Александр Электрик» [3]. Эти ИБП имеют выходную мощность 150, 300 и 600 Вт (в наименовании типа обозначено как «xxx») и выходными напряжениями 12 В, 24 В, 48 В, 60 В (в наименовании типа обозначено как «уу»). ИБП работают от сети переменного тока с напряжением $220 \text{ В} \pm 20\%$ и частотой 50 и 400 Гц. Время работы от АБ составляет от 5 минут до 2 часов. Время заряда АБ после полного разряда — не более 6 часов. Если продолжительность сбоя электропитания превысит резервное время работы от батареи, ИБП автоматически выключится, чтобы предотвратить глубокий разряд АБ. Это событие индицируется как световым, так и звуковым сигналами. Диапазон рабочих температур — от -10 до $+40$ °С. Естественно, что при работе ИБП от АБ источник полностью (гальванически) изолирован от нежелательных воздействий со стороны питающей сети. В указанном смысле повышение «независимости» источника от сети происходит и при работе его в буферном режиме (режим on-line), то есть когда преобразователь источника работает от АБ, находящегося в режиме подзарядки. Для примера приведем характеристики ИБП типа ИБП300СБ24: мощность 300 Вт; выходное напряжение — 24 В (регулировка 20–27,2 В), ток нагрузки 12,5 А; пульсации не более 1%; продолжительность работы от АБ — не более 120 мин. В частности, рассмотренные ИБП предназначены для питания оборудования электроники, систем связи, а также аппаратуры охранной и пожарной сигнализации, автоматики и видеонаблюдения.

Источники питания

с универсальным входом (ИВЭ–УВ)

Одно из первых упоминаний об импульсных ИВЭ–УВ относится к 1972 году, когда в журнале Electronics была описана схема такого источника мощностью 50 Вт фирмы Philips. Диапазон сетевого напряжения для него составлял 90–255 В с частотой 47–440 Гц. Первоначально назначение источника состояло в том, чтобы обеспечить его применение в странах и регионах (Европа, Северная и Южная Америка, Юго-Восточная Азия) с разными стандартами на номинальное напряжение сети переменного тока: $\sim 110 \text{ В}$ ($\sim 115 \text{ В}$), $\sim 127 \text{ В}$, $\sim 220 \text{ В}$ и $\sim 230 \text{ В}$. В то время источники питания коммерческого и (реже) промышленного назначения снабжались различными переключающими устройствами, позволяющими изменять схемную конфигурацию для адаптации к пониженному сетевому напряжению. В частности, в 80-х годах в источниках питания персональных компьютеров сетевой мостовой выпрямитель использовался при напряжении сети ~ 220 (230) В. Для питания от сетевого напряжения $\sim 127 \text{ В}$ и ниже в схеме ИВЭ с помощью контактного переключающего устройства происходила реконфигурация сетевого выпрямителя. Два диода мостового выпрямителя и два электролитических конденсатора в полумостовом преобразователе образовывали удвоитель напряжения. Это позволяло получить напряжение постоянного тока $300 \text{ В} \pm 60 \text{ В}$, необходимое для работы полумостового преобразователя без переключения

выводов первичной обмотки силового высокочастотного (ВЧ) трансформатора. После налаживания выпуска импульсных ИВЭ–УВ подобные источники стали широко использоваться для ослабления влияния относительно медленных провалов напряжения (до 30% и более) в сети электропитания. Наиболее эффективно их применение в этих целях при питании ИВЭ от напряжения $\sim 220 \text{ В}$, в частности, на промышленных предприятиях в отдаленных районах нашей страны: Восточная Сибирь, Якутия, Крайний Север и т. д. Отечественные фирмы, к сожалению, подобные источники не выпускают.

Особенности разработки ИВЭ–УВ:

1. Значительное увеличение емкости сетевого выпрямителя, чтобы, с одной стороны, обеспечить пульсации напряжения на нем в допустимых пределах и, с другой стороны, выполнить стандартное требование по величине времени удержания выходного напряжения (не менее 20 мс).
2. Обеспечение изменения основного параметра регулирования в широких пределах, например, коэффициента заполнения (*duty cycle*) при широтно-импульсном регулировании (ШИМ) или частотного коэффициента при частотно-импульсном регулировании (ЧИМ).

Современные зарубежные ИВЭ–УВ способны нормально функционировать в широком диапазоне изменения входного напряжения: сетевого переменного $\sim 85 \dots \sim 264 \text{ В}$ эф. частоты 47–440 Гц или постоянного тока 120–374 В. Для иллюстрации можно указать на импульсные ИВЭ–УВ фирмы Astec [4]. Например, четырехканальные источники серии LPQ110 (модификации LPQ112–LPQ114) при работе от сети переменного тока с указанными параметрами имеют следующие выходные характеристики:

- выходная мощность 110 Вт (с внешним обдувом) и 80 Вт (без обдува);
- КПД — не менее 70% при полной нагрузке;
- выходные напряжения и токи: $+5 \text{ В}/9 \text{ А}$, $+12(15) \text{ В}/4,5 \text{ А}$, $-12(15) \text{ В}/0,7 \text{ А}$; $+5 \dots 25 \text{ В}/2,5 \text{ А}$ (или $+24 \text{ В}/3,5 \text{ А}$);
- суммарная нестабильность $\pm 2\%$ (допуск, изменения сети и нагрузки);
- частота преобразования 130 кГц;
- пульсации и помехи — не более 1% (пик — пик) в полосе 20 МГц, причем параллельно нагрузке должны быть включены конденсаторы: электролитический 10 мкФ с низким импедансом и керамический 0,1 мкФ).

Пусковой пиковый ток (input unrush current) в холодном состоянии не превышает 36 А при напряжении сети $\sim 230 \text{ В}$. Время удержания (*hold-up time*) выходных напряжений — не менее 20 мс (при мощности 80 Вт и сетевом напряжении $\sim 115 \text{ В}$). (С этой целью, как уже упоминалось, в сетевом выпрямителе установлен конденсатор емкостью 390 мкФ, то есть значение емкости превышает обычно рекомендуемое значение в 3 раза). Встроенный сетевой фильтр электромагнитных помех (или EMI-filter) соответствует требованиям стандартов по электромагнитной совместимости (ЭМС) в части кондуктивных помех: FCC Class B, CISPR 22 Class B, EN55022 Class B, VDE 0878

PT3 Class B. При этом отметим, что нормы ЭМС приведены фактически на сетевой фильтр, подавляющий кондуктивные помехи со стороны сети. Конечно, как показано в первой части статьи [1], амплитуда сетевых помех может составлять десятки и сотни вольт и превышать уровень помех, создаваемых самим импульсным источником. Тем не менее, по мнению авторов, необходимо сначала проверить (оценить) степень подавления помех экспертным путем, а потом и фактически, то есть экспериментально. Представляет интерес величина безопасного тока утечки источника на «землю», которая составляет менее 0,5 мА. Значение этого тока приводится при максимальном сетевом напряжении ($\sim 264 \text{ В}$, 50/60 Гц).

Источники питания с коррекцией коэффициента мощности

Применение стандартных импульсных ИВЭ с конденсаторами большой емкости в сетевом выпрямителе приводит к снижению коэффициента мощности ($\text{KM}/\cos \varphi$) или Power Factor (PF) за счет возрастания реактивной (емкостной) составляющей потребляемой из сети тока и, соответственно, к появлению высших гармоник (обычно 3-й, 5-й, 7-й, ... 15-й). Типовое значение $\text{KM} (\cos \varphi)$ составляет 0,4–0,6. В этой связи, начиная с конца 90-х годов, в соответствии с известными директивами Евросоюза [5], за рубежом стали быстро развиваться импульсные ИВЭ с коррекцией коэффициента мощности — ККМ (*Power Factor Correction — PFC*). Такие ИВЭ–ККМ могут обеспечить KM (или форм-фактор) порядка 0,97–0,99, то есть практически синусоидальную форму потребляемой из сети тока. Вступившие в действие в Европе и в других развитых странах мира новые стандарты ЭМС (EN61000-3-2-95; IEC 6100-3-2) вызвали в России появление аналогичных стандартов, в частности, ГОСТ Р 51317.3-2-99 [6]. В таблице 4 первой части статьи приведены уровни ЭМС для основных гармоник и значения коэффициента несинусоидальности кривой сетевого напряжения в различных зонах:

- в жилых, коммерческих и производственных с малым энергопотреблением (технические средства класса В);
- в промышленной зоне (технические средства класса А).

В соответствии со стандартом для технических средств (ТС) класса А гармонические составляющие потребляемого тока не должны превышать значений, указанных в таблице 1 (при условии, что потребление тока $\leq 16 \text{ А}$ в одной фазе).

Для уменьшения содержания высших гармоник тока при построении ИВЭ–ККМ можно использовать два способа:

- 1) Пассивная коррекция: установка НЧ-дрроселя (без зазора) в цепи переменного тока после сетевого фильтра или стандартного НЧ-дрроселя (с зазором) после выпрямительного моста.
- 2) Активная коррекция: применить активный ККМ.

Первый способ применим для сравнительно маломощных источников (до 50–75 Вт), но не может использоваться из-за больших

Таблица 1. Допустимые значения гармонических составляющих потребляемого тока для технических средств класса А (оборудование с потреблением тока ≤16 А в одной фазе)

Порядок гармонической составляющей, n	Максимально допустимые значения гармонической составляющей тока, А
Нечетные гармонические составляющие:	
3	2,3
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
≥15 n ≤39	0,15
Четные гармонические составляющие:	
2	1,07
4	0,43
6	0,3
≥8 n ≤40	0,23

массо-габаритных показателей подобных НЧ-дросселей при выходных мощностях ИВЭ свыше 100 Вт. В статье [7] описана схема ИВЭ типа NLP65 фирмы Artesyn, выполненного на основе одноконтного обратного преобразователя, с выходной мощностью 65 Вт. Источник имеет коэффициент мощности 0,75.

При втором способе после сетевого выпрямителя низкочастотное пульсирующее напряжение поступает на повышающий (бустерный) импульсный стабилизатор напряжения, работающий на высокой частоте. В этом случае целесообразно применение керамического конденсатора емкостью 1–10 мкФ на выходе сетевого выпрямителя. Конденсатор облегчает запуск корректора и, что немаловажно, уменьшает уровень помех — как на частоте переключения, так и коммутационных. В состав корректора КМ входят: накопительный дроссель, силовой (замыкающий) MOSFET (IGBT) ключ, бустерный диод, выходной буферный конденсатор и ККМ-контроллер. Выпрямленное сетевое напряжение (среднее значение) повышается в 1,5–2 раза и стабилизируется на уровне +350...400 В. Более подробно принцип работы схемы, требования к ее узлам и конкретные схемно-компонентные реализации описаны, например, в статьях [8, 9]. Стабилизация выходного напряжения ККМ осуществляется ШИМ-контроллером, работающим от комбинированных сигналов управления: от обратной связи по напряжению — с делителя напряжения на выходе ККМ; от обратной связи по току (токовое управление) — с датчика тока. Такое управление также огра-

ничивает амплитуду выходного тока и его пульсации, в том числе и низкочастотные (100–120 Гц). Прямое корректирующее воздействие с делителя выпрямленного напряжения увеличивает быстродействие корректора при резких изменениях (бросках) сетевого напряжения. При использовании активного ККМ, благодаря наличию двух контуров стабилизации напряжения (ККМ и преобразователь), сравнительно несложно реализовать блок питания типа ИВЭ–УВ. Такой источник, как было показано выше, способен работать в широком диапазоне изменения входного напряжения: сетевого переменного ~85...~264 В с частотой 47–440 Гц или постоянного тока 120–374 В. (Разумеется, в этом случае входные элементы ИВЭ и ККМ должны быть рассчитаны с учетом заданных требований). Приведем для иллюстрации изложенных выше положений некоторые характеристики однофазных ИВЭ серии LPQ350С (модификации LPQ352–С–LPQ355–С) с активным ККМ уже упоминавшейся фирмы Astec [4]:

- выходная мощность 350 Вт (с внешним обдувом);
- КПД — не менее 75% при полной нагрузке;
- выходные напряжения и токи в порядке номеров модификаций: 5 В/70 А, 12 В/29,2 А, 15 В/24 А; 24 В/16 А;
- суммарная нестабильность — не более ±2% (допуск, изменения сети, нагрузки);
- частота преобразования 130 кГц;
- пульсации и помехи — не более 1% (пик — пик) в полосе 20 МГц (при тех же условиях, что и для LPQ110).

Типичное значение КМ порядка 0,99 соответствует стандарту IEC/EN6100-3-2/. Пусковой пиковый ток в холодном состоянии не превышает 38 А при напряжении сети ~230 В (сравните с менее мощными ИВЭ серии LPQ110). Время удержания выходных напряжений — не менее 20 мс (при мощности 350 Вт и сетевом напряжении ~115 В). Встроенный сетевой фильтр помех соответствует требованиям тех же стандартов по ЭМС в части кондуктивных помех, что и ИВЭ серии LPQ110.

Важное замечание. Активный ККМ позволяет существенно уменьшить уровень генерируемых кондуктивных помех во входной (силовой) цепи ИВЭ, поскольку во время открытого состояния силового ключа практически нет режекции помех от преобразователя в ИВЭ. Это объясняется тем, что, во-первых, сопротивление MOSFET-ключа в открытом состоянии очень мало ($R_{DS\ on} = 0,05...0,5 \text{ Ом}$), а бустерный быстродействующий диод заперт

обратным напряжением, равным выходному напряжению ККМ (350–400 В).

Подавление импульсных перенапряжений и высокочастотных помех на входе источников

На рис. 1 приведена широко распространенная схема входного устройства стандартного AC/DC-преобразователя.

На сетевом входе после плавкого предохранителя (FU) последовательно включен мощный ограничитель пусковых токов в виде терморезистора (термистора) R_t с отрицательным температурным коэффициентом (NTC). В качестве термисторов могут быть использованы, например, отечественные типа TP-10, TP-15 или более мощные зарубежные модели серии SG фирмы Rhopoint, B57xxxS фирмы Epcos [x,x] и другие. Параметры указанных термисторов для этих целей: начальное сопротивление (без тока — «холодный») в зависимости от типа составляет 68–0,5 Ом, а под током («горячий») — 1,5–0,01 Ом. Максимальное значение мощности рассеяния составляет 0,5–2,2 Вт (TP-15) и 1,4–6,7 Вт, при токах — 3,0–20 А (B57154S — B7484S соответственно).

Подавители импульсных перенапряжений

В первой части этой статьи [1] показано, что величины импульсных перенапряжений в сети электропитания переменного тока могут достигать значений 1–4 кВ при длительности от десятков наносекунд до сотен микросекунд. В качестве защитных компонентов от импульсных перенапряжений обычно используются металлоокисные варисторы (например, на основе ZnO). Варистор — это нелинейный полупроводниковый резистор (voltage dependent resistor — VDR). Сопротивление варистора после достижения определенного (классификационного) напряжения начинает резко уменьшаться (практически это режим короткого замыкания). Коэффициент нелинейности варисторов — более 25–30. Варистор обладает симметричной вольт-амперной характеристикой. Быстродействие варисторов — порядка 25–50 нс. Благодаря объемной структуре и «толстым» выводам варисторы способны рассеивать энергию одиночных импульсов в десятки и сотни джоулей. При этом токи могут составлять сотни и тысячи ампер за время от 50 нс до 20 мкс. Отметим, что постоянно рассеиваемая мощность варистора не превышает долей или единиц ватт (при нормальных параметрах сети).

Можно применять отечественные варисторы, например, типа СН2-1, ВР-9, ВР-11. ВР-12. Но более широкое применение находят дисковые варисторы зарубежных фирм, например Philips, Littelf, Epcos [10, 12]. В таблице 2 приведены основные характеристики некоторых зарубежных варисторов для использования в AC/DC-преобразователях с питанием от однофазной сети ~220 В (~264 В максимум). В частности, дисковый варистор (Ø 22,5 мм) типа SIOV-S20K275E3 имеет следующие параметры:

- максимальное переменное напряжение $U_{max} (U_{off\ max}) = 275 \text{ В}$;
- напряжение срабатывания $U_{max} = 430 \text{ В}$ (при квалификационном токе 1 мА);

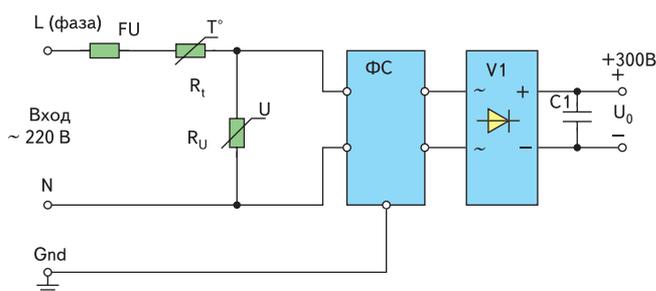


Рис. 1. Схема входного устройства импульсного ИВЭ с сетевым входом

Таблица 2. Основные характеристики зарубежных варисторов для AC/DC- преобразователей

Тип варистора (код)	Фирма	U _{max} (U _{off max}), В эф	U _{max} (1 mA), В	P _{max} , Вт	E _{max} , Дж	I _{max} имп., А	Габариты, мм
594-275 (2322 594 52716)	Philips	~275	430±10%	0,4	63 (1 мс)	-	∅ 13,5
595-275 (2322 595 52716)	Philips	~275	430±10%	0,6	104 (1 мс)	-	∅ 17
SIOV-S10K275E2 (B72210S2271K101)	Epcos	~275	430±10%	0,4	55 (2 мс)	3500 (8; 20 мкс)	∅ 10
SIOV-S14K275E2 (B72214S271K101)	Epcos	~275	430±10%	0,6	110 (2 мс)	6000 (8; 20 мкс)	∅ 14
SIOV-S20K275E2 (B72220S271K101)	Epcos	~275	430±10%	1,0	215 (2 мс)	10 000 (8; 20 мкс)	∅ 22,5
SIOV-S20K275E3 (B72220S271K101)	Epcos	~275	430±10%	1,0	260 (2 мс)	12 000 (8; 20 мкс)	∅ 22,5
SIOV-LS40K275OP (B72240L0271K100)	Epcos	~275	430±10%		550 (2 мс)	40 000 (8; 20 мкс)	37,6×14,5×40

- максимальное напряжение ограничения (фиксирующее) U_{max clamp} = 710 В (100 А);
- максимальная неразрушающая энергия E_{max} = 260 Дж (2 мс);
- максимальный импульсный ток I_{max} = 12000 А (8; 20 мкс).

Типовые значения других параметров варисторов фирмы Epcos: емкость 630 пФ (1 кГц), сопротивление изоляции — не менее 10 МОм, электрическая прочность изоляции — 2500 В эф.

Входные (сетевые) помехоподавляющие фильтры

Входным помехоподавляющим фильтрам (ППФ) — сетевым (для AC/DC) и постоянного тока (для DC/DC) — уделено достаточно внимания в литературе [11–13]. Поэтому авторы не ставят перед собой задачу серьезного их исследования в рамках статьи общего направления. Цель более скромная: привести несколько достаточно распространенных практических схем ППФ, прокомментировать их особенности, используемые компоненты. Авторы надеются, что приводимые ниже сравнительно несложные, но рациональные рекомендации по выбору схем, а также упрощенному расчету ППФ и его компонентов будут полезны для разработчика импульсных ИВЭ.

Однофазный сетевой фильтр (ФС), относящийся к классу НЧ-фильтров, подавляет высокочастотные (ВЧ) кондуктивные помехи на сетевом входе и выполнен по схеме типового П-образного фильтра Cx1-Lф-Cx2-- Cy1, Cy2 (рис. 2а). Фильтр осуществляет подавление помех как со стороны сети, так и со стороны самого импульсного ИВЭ. Сетевые фильтры могут либо изготавливаться в виде готовых узлов, либо выполняться на печатной плате из дискретных компонентов (дрессели, помехоподавляющие конденсаторы). Преимущества фильтра на дискретных компонентах в его меньшей стоимости, удобстве компоновки,

возможности выбора параметров элементов. Важно и то обстоятельство, что имеется больше возможностей для комплексного подавления сильных электромагнитных помех со стороны самого ИВЭ. Преимущество применения готовых фильтров — это оптимальная компоновка, наличие экрана. Фильтр на дискретных компонентах обычно используется в источниках питания малой и средней (до 400–500 Вт) мощности. Готовый фильтр, который обеспечивает нормированный коэффициент подавления помех, чаще используется в источниках большой мощности.

Рассмотрим подробнее фильтр, изображенный на рис. 2а. Фильтр такой схемной конфигурации широко распространен, имеет минимум компонентов. При оптимальном выборе параметров компонентов он способен обеспечить высокую степень подавления ВЧ-помех порядка 30–80 дБ в частотном диапазоне 0,15–30 МГц. Конденсаторы Cx1 и Cx2, включенные между фазным проводом (L) и проводом нейтрали (N), предназначены для фильтрации кондуктивной помехи симметричного (дифференциального) вида. Конденсаторы Cy1 и Cy2, включенные между фазным и «нейтральным» проводами и зажимом (шиной) заземления (Ground), предназначены для фильтрации кондуктивной помехи несимметричного (общего) вида. По общепринятой оценке [11], преобладают симметричные помехи с частотой до сотен кГц, а несимметричные — более 1 МГц. Режекторный дроссель Lф, называемый иногда двухобмоточным трансформатором, выполнен на сердечнике с достаточно высокой магнитной проницаемостью (феррите) и имеет 2 идентичные обмотки (w1, w2). Обмотки включены последовательно в провода электросети, причем полярность включения обмоток такова, что для несимметричной помехи они имеют большое индуктивное сопротивление,

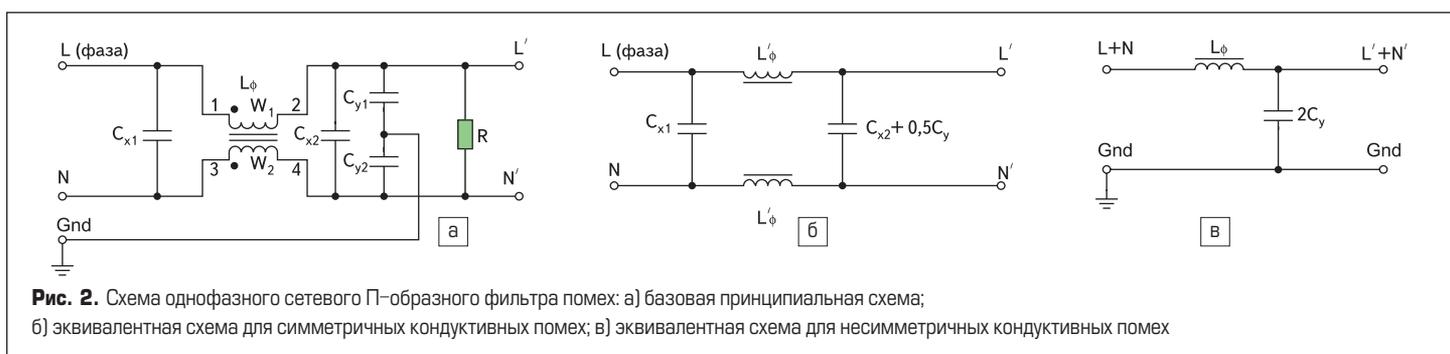
поскольку включены согласно. В то же время для симметричной помехи индуктивное сопротивление обмоток минимально, так как они включены встречно.

При качественной намотке (бифилярной или секционной) степень неидентичности индуктивности обмоток принято оценивать значением порядка 1%, а R — разрядный резистор. На рис. 2б и 2в представлены эквивалентные схемы фильтра соответственно для помехи симметричного и помехи несимметричного вида. В качестве индуктивности Lф' обозначена «остаточная» индуктивность (Lф' ≈ 0,01Lф), обусловленная неидентичностью обмоток дросселя. На практике Lф' определяется измерителем LC-параметров при соединении выводов 3 и 4 у дросселя (рис. 2а).

Исходя из ранее сделанных замечаний об упрощении оценки параметров сетевых ППФ, базирующейся на анализе конкретных практических фильтров и личном опыте авторов, рассмотрим особенности схемы и параметры компонентов фильтра (рис. 2а). Первоначально для простоты будем считать компоненты идеальными, то есть не имеющими паразитных параметров. Параметры этого фильтра неоднократно рассчитывались для источников различной мощности и приводились их экспериментальные значения. Поэтому есть смысл сразу привести диапазон возможных значений Cx1, Cx2, Lф, Cy, а потом подтвердить их с помощью приближенных расчетов:

- Cx1 = 0,22...1,0...4,7 мкФ на рабочее напряжение Uраб = 250 В эф (630 В_н/1000 В_н) при мощности ИВЭ 30...300...3000 Вт;
- Cx2 = 0,1...0,47...2,2 (4,7) мкФ на Uраб = 250 В эф (630 В_н) при мощности ИВЭ 30...300...3000 Вт;
- Lф = (Lw1 = Lw2) = 1,0...5,0...22 мГн при мощности ИВЭ 3000...300...30 Вт;
- Cy = (470...2200...10 000) пФ на рабочее напряжение 3 кВ;
- R = (300–510) кОм — на мощность 0,5/1,0 Вт и рабочее напряжение 350/500 В.

Проведем теперь приближенные расчеты (оценку) компонентов фильтра для случая воздействия помехи со стороны сети. Выбор величины емкости несимметричного конденсатора Cy, в первую очередь, определяется значением безопасного (для человека) тока заземления (Iz max), величина которого для аппаратуры общего назначения составляет не более 0,5–2 мА, а для медицинской аппаратуры — не более 0,1 мА. Отсюда с учетом эквивалентной схемы (рис. 2в) несложно определить максимально допустимую вели-



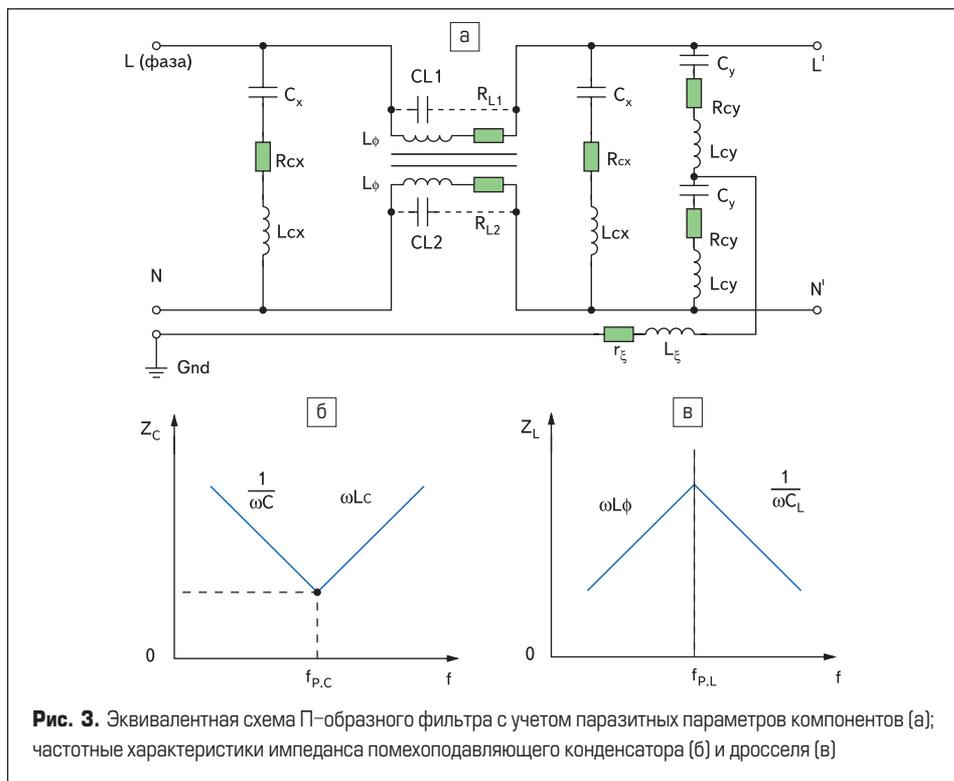


Рис. 3. Эквивалентная схема П-образного фильтра с учетом паразитных параметров компонентов (а); частотные характеристики импеданса помехоподавляющего конденсатора (б) и дросселя (в)

чину емкости ($C_{y\max}$) несимметричного конденсатора после преобразования выражения $Z_{Cy} = 2U_{с\max}/I_{з\text{доп}}$:

$$C_{y\max} = I_{з\max}/4\pi f_c \times U_{с\max}$$

Если положить $I_{з\max} = (0,1; 0,5; 1,0; 2,0)$ мА, частоту сети $f_c = 50$ Гц и максимальное сетевое напряжение $U_{с\max} = 264$ В, то можно определить область значений C_y :

$$C_y \approx (0,56; 2,8; 5,6; 11,2) \text{ нФ.}$$

Конкретный выбор значения $C_{y\max}$ зависит от класса аппаратуры, для которой предназначен источник. После выбора значения C_y , исходя из эквивалентной схемы (рис. 2в), можно произвести оценку значения $L_f \text{ min}$. Оценку, как упоминалось выше, производим для частоты 1 МГц. С этой целью необходимо выбрать требуемую величину вносимого затухания $А_{нсм} = 20 \lg K_{п.нсм}$ ($K_{п.нсм}$ — коэффициент подавления несимметричных помех). В первой части статьи было показано, что основной спектр помех со стороны входа (сети) имеет амплитуду в диапазоне 5–100 В. При обеспечении затухания фильтра $А_{нсм}$ порядка 60 дБ (или $K_{п.нсм} = 1000$) на выходе фильтра амплитуда помехи составит 5–100 мВ. Помеха такой величины не вызывает сбоев в функционировании ИВЭ и практически не проходит на его выход. Отсюда с учетом эквивалентной схемы (рис. 2в) из выражения $Z_{Lф}/(Z_{Cy}/2)$:

$$L_f \text{ min} \geq K_{п.нсм} / (2\pi f_1)^2 (2 C_{y\max})$$

Если положить частоту несимметричной помехи $f_2 = 1$ МГц и область значений $C_{y\max} \approx (0,56; 2,8; 5,6; 11)$ нФ, то соответственно определится область значений.

$$L_f \text{ min} \approx (22,0; 11,0; 5,5; 2,75) \text{ мГн.}$$

Величины емкости «симметричных» конденсаторов C_{x1} и C_{x2} определяются на нижней частоте диапазона фильтра $f_1 = 0,15$ МГц из эквивалентной схемы (рис. 2б). Сначала рассчитывается значение C_{x2} и затем, в сравнении с ним, определяется C_{x1} . Отметим при этом, что по данным [11, 13] внутренний импеданс сети в полосе радиочастот от 0,15 до 30 МГц составляет $Z_{ic} = 30 \dots 150$ Ом и содержит активную (R_{ic}) и реактивную — в основном индуктивную — (X_{Lc}) составляющие. Меньшие значения Z_{ic} соответствуют меньшим значениям частоты. Затухание симметричных помех, вносимое C_{x1} , обычно оценивается в размере 6–20 дБ (2–10 раз). Если учесть, что уровень симметричных помех примерно на 10–15 дБ меньше, чем несимметричных помех [11], то с достаточным запасом можно определить C_{x2} из выражения:

$$C_{x2\text{ min}} \geq K_{п.см} / (2\pi f_1)^2 (2 L_f' \text{ min})$$

Для значений $f_1 = 0,15$ МГц, $K_{п.см} \geq 300$ ($A_{см} = 50$ дБ) и области значений индуктивности $L_f' \text{ min} = 0,01 \times (22,0; 11,0; 5,5; 2,75)$ мГн — определенная область значений. $C_{x2\text{ min}}$ составит:

$$C_{x2\text{ min}} \approx (0,85; 0,43; 0,22; 0,1) \text{ мкФ.}$$

Выбираем $C_{x1\text{ min}} \approx C_{x2\text{ min}}$ — для определенной области значений $C_{x2\text{ min}}$.

Пример. Если для проверки принять $Z_{ic} = 30$ Ом, $C_{x1} = 0,22$ мкФ, то вносимое затухание симметричных помех на частоте $f_1 = 150$ кГц составит:

$$A_{см} = 20 \lg (Z_{ic} \times 2\pi f_1 \times C_{x1}) = 20 \lg (30 \times 2 \times 3,14 \times 1,5 \times 10^5 \times 0,22 \times 10^{-6}) = 16 \text{ дБ.}$$

На основании результатов расчета выбираются рекомендуемые (см. далее) типы компо-

нентов с нормированными значениями (номиналы, допуски).

Итак, описанная упрощенная методика расчета (оценки) позволяет достаточно быстро определять ориентировочные параметры компонентов фильтра (рис. 2а): $C_{x1\text{ min}}$, $C_{x2\text{ min}}$, $L_f \text{ min}$, $C_{y1\text{ max}} = C_{y2\text{ max}}$. При этом не надо забывать, что, как будет показано ниже, эти компоненты имеют паразитные параметры, снижающие их фильтрующие свойства. Это обстоятельство на практике решается, во-первых, увеличением в 2–3 раза на основании опыта расчетных значений C_{x1} , C_{x2} , L_f в диапазоне частот 0,15–5 МГц. При этом значения $C_{y\text{ max}}$, определяемые по допустимым значениям безопасного тока заземления $I_{з\text{ max}}$, не могут быть увеличены. Во-вторых, необходимо стремиться выбирать компоненты фильтра лучшего качества, что, в конечном счете, будет дешевле, чем усложнение схемы фильтра за счет дополнительных звеньев. Для иллюстрации критериев выбора компонентов фильтра на рис. 3 представлены схемы с учетом паразитных параметров компонентов:

- а) эквивалентная схема (рис. 3а) П-образного фильтра (по рис. 2а) с учетом паразитных параметров индуктивности L_f , конденсаторов C_x , C_y и шины заземления (r_ξ , L_ξ);
- б) частотная характеристика (рис. 3б) реального конденсатора (в логарифмическом масштабе);
- в) частотная характеристика (рис. 3в) реального дросселя (в логарифмическом масштабе).

Из рис. 3а видно, что для уточненного расчета вносимого затухания фильтра необходимо знать значения паразитных параметров компонентов. Расчет получается достаточно сложным и выполняется обычно в специальных программах на компьютерах. Можно приближенно выполнить расчет и «вручную», если известны сведения по резонансным частотам конденсаторов ($f_{P,C}$) и дросселя ($f_{P,L}$). В этом случае частотный диапазон фильтра (0,15–30 МГц) разбивается на поддиапазоны, например: 0,05–0,15; 0,15–0,5; 0,5–5; 5–30 МГц [1]. Для каждого поддиапазона составляется эквивалентная схема фильтра и вычисляются значения затухания. Поскольку каждый компонент обладает своей резонансной частотой ($f_{P,C}$ или $f_{P,L}$), то зная C_x , C_y , L_f (а возможно, и добротность Q), можно определить значения паразитных параметров для конденсаторов: R_{Cx} (ESR — Equivalent Series Resistance), L_{Cx} (ESL — Equivalent Series L) и, соответственно, R_{Cy} , L_{Cy} . Для дросселя паразитным параметром является C_L (ESC — Equivalent Shunt Capacitance). Из формулы резонансной частоты контура $f_r = 1/2\pi(LC)^{0,5}$ определяются значения паразитных параметров.

Дроссель:

$$C_L = [(2\pi f_{P,L})^2 L]^{-1};$$

$$Q_L = 2\pi f_{P,L} / R_L.$$

Конденсатор:

$$L_C = [(2\pi f_{P,C})^2 C]^{-1};$$

$$Q_C = (2\pi f_{P,C} R_C)^{-1}.$$

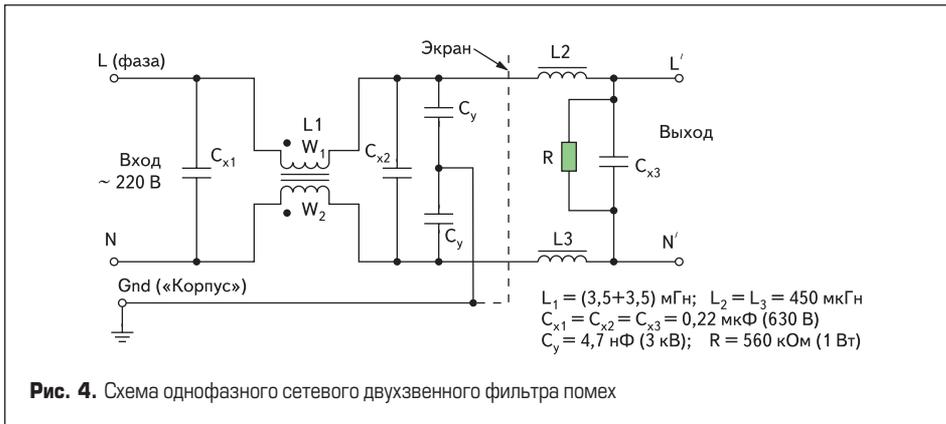


Рис. 4. Схема однофазного сетевого двухзвенного фильтра помех

Приведем некоторые схемы сетевых однофазных фильтров. На рис. 4 представлена схема двухзвенного сетевого фильтра на ток 1 А, разработанного одним из авторов. В схеме использована ранее анализированная базовая конфигурация П-образного фильтра (Сх1-L1-Сх2-2Су), дополненная двумя дросселями L2, L3 и «дифференциальным» конденсатором Сх3. Параметры компонентов приведены на рисунке. Дополнительно отметим, что режекторный дроссель L1 выполнен на ферритовом сердечнике, а одинарные дроссели L2, L3 — на сердечнике из Мо-пермаллоя (МП140). Первое звено фильтра в большей степени подавляет несимметричные помехи (общего вида), а второе звено — симметричные помехи (дифференциальные). Экспериментально зафиксированные параметры частотной характеристики этого фильтра приведены в таблице 3.

На рис. 5 изображена схема более сложного сетевого ППФ, которая представляет собой схему фильтра на рис. 4, в которую внесены ряд изменений.

Параметры компонентов фильтра приведены непосредственно на схеме. Для лучшего подавления несимметричной помехи дополнительно введены еще 2 конденсатора Су (Су1", Су2"). В то же время для улучшения подавления симметричных помех и большей компактности вместо двух однообмоточных дросселей использован один двухобмоточный дроссель L2 (с согласным включением обмоток). Такая конфигурация достаточно известна (см., например, [12]). Но в изображенной схеме есть и другие дополнения, предложенные одним из авторов данной статьи. В частности, на выходе фильтра включены 2 маловитковых ВЧ-дроссели L3 и L4 на ферритовых кольцах М400НН с малым значением магнитной проницаемости μ . Это позволило расширить диапазон частот эффективного подавления помех фильтром до 50 МГц. Две RC-цепи: R1C1 (например, 220 Ом, 0,22 мкФ) и R2C2 (например, 100 Ом, 0,22 мкФ) — позволяют, во-первых, стабилизировать частотную характеристику фильтра при разбросе значений параметров компонентов (из-за допусков), а также при изменении температуры. Во-вторых, эти цепи способствуют лучшему подавлению аperiодических колебательных процессов в сети электропитания [1]. При экспериментальной проверке описываемый фильтр, рассчитанный на ток 3–4 А, показал на порядок (на 15–20 дБ) лучшие параметры частотной характеристики затухания, чем у фильтра, приведенного на рис. 4.

Помехоподавляющие конденсаторы

Конденсаторы ППФ должны иметь малый импеданс Zс в широком диапазоне частот. Поэтому необходимо знать частотную характеристику Zс = F(f), которая в логарифмическом масштабе изображена на рис. 3б. На частотах, меньших частоты собственного резонанса fr-с конденсатора, его импеданс имеет емкостной характер, а на частотах, больших fr-с — индуктивный характер. Для применения в сетевых ППФ в качестве Сх используются в основном двухвыводные пленочные конденсаторы — отечественные (К73-16, К73-17, К78) и импортные (МКТ, МКС4) и другие [11, 14, 15]. Эти конденсаторы имеют диапазон емкости (0,047–1,0 и более мкФ), допуск по емкости — ±5%, ±10%, рабочее напряжение — не менее 630 В_н (~250 В), 1000 В_н (~380 В). У более высокочастотных конденсаторов К78, МКТ, МКС4 и других: тангенс угла потерь (tg δ) — не более 0,001 (измеряется при f = 1 кГц), cos φ ≤ 0,008 (также при f = 1 кГц). Для уменьшения влияния индуктивности выводов конденсаторов целесообразно применять безвыводные конденсаторы, а также конденсаторы в корпусах для поверхностного монтажа (SMD). Лучшие результаты дает применение помехоподавляющих трех- и четырехвыводных конденсаторов. Индуктивность выводов этих конденсаторов, в отличие от двухвыводных конденсаторов, не входит в их импеданс, а играет роль дополнительной индуктивности в звене LC-фильтра. Так, например, пленочный конденсатор типа К73-21г при емкости 1 мкФ и рабочем напряжении 500 В_н (~250 В) может эффективно работать в полосе частот 0,15–100 МГц.

Таблица 3. Частотная характеристика сетевого фильтра помех (схема рис. 4)

Частота, МГц	0,05	0,15	0,5	1,0	3	10
Затухание A _{сим} , дБ	15	50	64	77	71	40
Затухание A _{св} , дБ	15	49	63	80	59	34

В качестве «несимметричных» конденсаторов Су используются высоковольтные керамические конденсаторы, в частности, отечественные типа К15-5, и импортные, например, типа DEВxxx... фирмы Murata [15, 16], типа ESP фирмы Hitano [16]. Необходимая величина емкости конденсаторов 470–15 000 пФ, допуск ±5%; ±10%; ±20%; ±30% максимум, рабочее напряжение — не менее 2 (3) кВ, сопротивление изоляции не менее 10 000 МОм, tg δ ≤ 0,003.

Комбинированные конденсаторы представляют собой объединение конденсаторов обоих типов, то есть Сх + 2Су. Например, отечественные конденсаторы К73-43 различных модификаций (а...д) содержат комбинацию (0,1; 0,22, 0,68) мкФ + 2×(2200; 4700) пФ с рабочим напряжением ~250 В (Сх) и способны работать в частотном диапазоне 0,15–30 МГц.

Помехоподавляющие дроссели

Дроссели ППФ должны иметь как можно больший импеданс Z_L в широком диапазоне частот. Поэтому необходимо знать частотную характеристику Z_L = F(f), которая в логарифмическом масштабе изображена на рис. 3в. На частотах, меньших частоты собственного резонанса fr_L дросселя, его импеданс имеет индуктивный характер, а на частотах, больших fr_L, — емкостной. Для применения в сетевых ППФ в качестве индуктивностей удобно использовать готовые дроссели. Например, в качестве сдвоенных (режекторных) дросселей рекомендуется применять отечественные дроссели типа Д13 [11]. Параметры дросселей Д13: индуктивность 0,005–5 мГн, допустимые рабочие токи 0,5–16 А, диапазон рабочих частот 0,05–200 кГц, паразитная емкость С_L = (30–350) пФ и частота собственного резонанса fr_L = (0,1–5,6) МГц — определяются типом номиналом выбранного дросселя. Так как индуктивности, токовый и частотный диапазон Д13 ограничены, это вынуждает разработчиков импульсных ИВЭ либо разрабатывать ВЧ-дроссели собственными силами, либо использовать импортные. При разработке ВЧ-дросселей, предназначенных для работы в широком диапазоне частот, рекомендуется

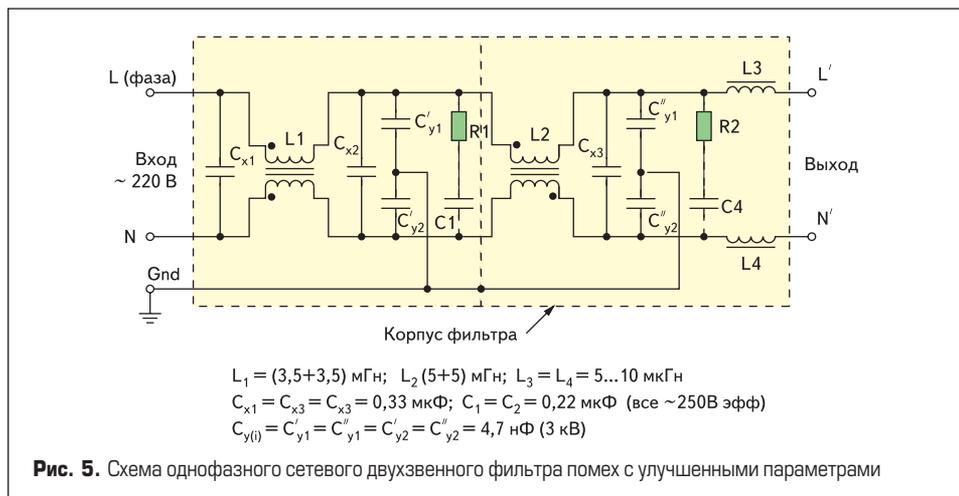


Рис. 5. Схема однофазного сетевого двухзвенного фильтра помех с улучшенными параметрами

L₁ = (3,5+3,5) мГн; L₂ (5+5) мГн; L₃ = L₄ = 5...10 мкГн
 C_{x1} = C_{x3} = C_{x3} = 0,33 мкФ; C₁ = C₂ = 0,22 мкФ (все ~250В эфф)
 C_{y(i)} = C_{y1} = C_{y1} = C_{y2} = C_{y2} = 4,7 нФ (3 кВ)

Таблица 4. Основные характеристики некоторых однофазных сетевых фильтров помех типа FN2070-X/06 фирмы Schaffner

Тип фильтра	Фирма	Схема фильтра	~Iф max, А	Параметры компонентов				Габариты (В×Ш×Г), мм
				Cx, мкФ	Cy, нФ	Lф1, мГн	Lф2, мГн	
FN2070-1/06	Schaffner	Cx-Lф1-Cx-2Cy-Lф2	1	0,33	4,7	22+22	-	30,3×54×85
FN2070-3/06	Schaffner		3	0,33	4,7	9,8+9,8	-	4,3×54×85
FN2070-10/06	Schaffner		10	1,0	4,7	4,5+4,5	-	45,4×57,5×156
FN2070-16/06	Schaffner		16	1,0	4,7	2,8+2,8	-	57,3×85,5×119

использовать сердечники с невысокой магнитной проницаемостью $\mu \leq 1000$, то есть из никель-цинковых ферритов или Мо-пермаллоя (МП140, МП250). Эта рекомендация связана с опасностью насыщения сердечника ввиду возможной несинусоидальности сетевого напряжения (четные гармоники), или из-за вероятности появления помех большой амплитуды и других факторов. Так, в работе [13] приведен один из способов предотвращения насыщения магнитопровода в режекторных дросселях — снижать на 80% значение индуктивности. Это позволяет при больших токах предотвратить возможное насыщение ферритового сердечника из-за неидентичности обмоток ($\approx 1\%$). Расчет производится на нижней границе частотного диапазона фильтра (150 кГц). Намотка обмоток режекторного дросселя производится по секциям (не менее двух секций в каждой обмотке) при использовании Ш-образных сердечников. На высоких частотах эффективность дросселей и ППФ повышается, если на выводы (провода) надеть ферритовые трубки или бусины из феррита марок М600НН, М400НН.

Для использования в ППФ имеется доступная номенклатура импортных ВЧ-дросселей различного вида. В качестве режекторных могут быть использованы двухобмоточные дроссели типа SU9V-xxxxx, SU10V-xxxxx фирмы Tokin [15]. Эти дроссели предназначены для работы в частотном диапазоне 0,1–10 МГц и имеют индуктивность 10–0,1 мГн при токах 0,1–1,0 А (для SU9V) и 5; 1; 0,5 мГн (для SU10V). Дроссели выполнены на Ш-образных сердечниках. Параметры электроизоляции: сопротивление ≥ 100 МОм, испытательное напряжение ≥ 500 В. Примерами однообмоточных дросселей могут служить ВЧ-дроссели типа ДМ. Эти дроссели выполнены на штыревых (цилиндрических) ферритовых сердечниках и рассчитаны на токи до 3 А. Они имеют небольшую индуктивность, например: 30 мкГн (при токе 1,2 А) и 12 мкГн (3 А). Аналогами этих устройств являются дроссели серии ELCO8D фирмы Panasonic [15].

Покупные однофазные сетевые фильтры помех

В таблице 4 приведены характеристики некоторых готовых однофазных сетевых фильтров помех серии FN2070-xx/06 фирмы Schaffner [15]. Фильтры предназначены для работы при напряжении ~ 250 В (частота 0–400 Гц). Ток утечки (заземления) — не более 0,6 мА. Фильтры соответствуют стандартам по электробезопасности UL, CSA, VDE, IEC950. Различные модификации серии FN2070-x/06 имеют стандартную частотную характеристику вносимого затухания (табл. 5), что достигается изменением параметров компонентов фильтров (Lф, Cx).

Рекомендации по конструированию фильтров

Установка и электромонтаж компонентов фильтров для достижения максимального вносимого затухания должны производиться с соблюдением следующих основных правил [11, 13, 17]:

- топологически компоненты располагаются так же, как они изображены на схеме, то есть «в линию» (Cx1 → Lф1 → Cx2 → 2Cy → Lф2 →...);
- первое звено желательно отделить от второго металлическим экраном, который соединяется с шиной заземления фильтра максимально коротким проводником (лучше — впаивается в шину);
- дроссели фильтра, по возможности, ориентируются в пространстве относительно друг друга, исходя из минимума взаимных наводок;
- выводы конденсаторов для электромонтажа оставляют минимальной длины (3–4 мм) и т. д.

Замечания по экранированию фильтра

Рекомендации по выполнению экранирования узлов и компонентов ИВЭ, в том числе и помехоподавляющих фильтров, изложены в литературе [11, 13, 17, 18]. Ниже на основании указанной литературы дадим несколько основных рекомендаций. Эффективность экранирования определяется как отношение напряженности магнитного (или электрического) поля без экрана к его напряженности с экраном и выражается в децибелах. В большинстве случаев эффективность экранирования должна быть не ниже 30–60 дБ. На частотах свыше 100 кГц однослойные экраны обеспечивают эффективность экранирования 40–70 дБ, а двухслойные — до 120 дБ. Экраны сетевых ППФ, если они применяются, как правило, однослойные. Отверстия, щели и зазоры уменьшают эффективность экрана для магнитных и электрических высокочастотных полей. Для ослабления низкочастотных магнитных полей эффективность определяется свойствами материала экрана. Как известно, на высоких частотах наблюдается скин-эффект, заключающийся в том, что электромагнитная волна в материале распространяется фактически в тонком поверхностном слое, называемом скин-слоем. В частности, по данным [17], толщина скин-слоя на частоте составляет:

- $f = 0,1$ МГц: алюминий — 260 мкм, медь — 210 мкм, сталь — 27 мкм, цинк — 389 мкм;
- $f = 1$ МГц: алюминий — 83 мкм, медь — 66 мкм, сталь — 8,5 мкм, цинк — 123 мкм;
- $f = 10$ МГц: алюминий — 26 мкм, медь — 21 мкм, сталь — 2,7 мкм, цинк — 39 мкм.

Таблица 5. Частотная характеристика вносимого затухания фильтров серии FN2070-xx/06 фирмы Schaffner

Частота, МГц	0,05	0,15	0,5	1	3	10	30
Затухание А, дБ	40	70	80	73	64	52	50

При применении для фильтра коробчатого экрана, особенно на частотах 30–100 МГц и более, рекомендуется звенья фильтра разделять перегородкой. При этом электрические связи между звеньями фильтра желательно выполнять через проходные конденсаторы.

Продолжение следует

Литература

1. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 1 // Силовая электроника. 2006. № 4.
2. Березин О., Костиков В., Шахнов В. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: «Три Л». 2000.
3. Источники электропитания — 2006. «Александр Электрик». Информационный компакт-диск.
4. Catalog ASTEC. Edition 7. Power Solutions.
5. Электромагнитная совместимость технических средств. Справочник. Под ред. Кармашева В. С. 2001.
6. ГОСТ Р 51317.3-2-99. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 3. Нормы. Раздел 2. Нормы эмиссии гармонических токов (оборудование с потреблением тока ≤ 16 А в одной фазе).
7. Жданкин В. Принципиальная схема ИВЭП серии NLP65 // СТА. 2003. № 3.
8. Эраносян С., Ланцов В. Электронные компоненты для мощных импульсных источников питания // Силовая электроника. 2006. № 2.
9. Эраносян С., Ланцов В. Разработка интегрированных силовых модулей и их применение в источниках вторичного электропитания // Современная электроника. 2006. № 8.
10. www.epcos.com
11. Векслер Г. Недочетов В., Пилинский В. и др. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. Киев: Техника. 1990.
12. Колосов В., Мухтарулин В. Устранение недопустимых воздействий на электронную аппаратуру из сетей электропитания // СТА. 2001. № 2.
13. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. М.: Технологии. 2003.
14. Бельский Б. Новые разработки и производство конденсаторов для источников и систем вторичного электропитания в ОАО «НИИ «ГИРИКОНД» // Электрическое питание. 2005. № 4.
15. Каталог Farnell/one-2006/2007.
16. Каталог «Симметрон-2005. Пассивные компоненты».
17. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами. М.: Мир. 1990.
18. Эраносян С. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат. 1991.