

Линейные АС/DC-источники питания,

полная, реактивная и активная мощность и немного теории

Вниманию читателей предлагается глава из книги «AC/DC Book of Knowledge — Practical tips for the User» [1] («Книга знаний АС/DC — практические советы для пользователей») Стива Робертса, технического директора компании RECOM. Первая статья серии затрагивала историю переменного тока и его базовые принципы [2]. В этой публикации рассматриваются линейные АС/DC-источники питания и дается ответ на вопрос: есть ли для них место в современном мире или импульсные источники питания являются сейчас единственным возможным выбором? Кроме того, мы разберемся с понятиями полной, реактивной и активной мощности и уделим время теории, без которой, как известно, практика мертва¹.

**Стив Робертс
(Steve Roberts)**

**Перевод, дополнения
и комментарии:
Владимир Рентюк**

Можно вспомнить слова известной песни из кинофильма «История любви», которые как нельзя лучше подойдут к рассматриваемой теме: «Как, с чего начать мою историю, чтоб вновь не повторять слова знакомые, чтоб людям дать понять — рассказ мой истина! Мне нечего скрывать, с чего начать?» Поэтому начнем не с азов теории переменного тока, а с нашей «первой любви» — нестабилизированного источника питания от сети напряжения переменного тока (далее — линейный АС/DC-источник питания), который был обычной практикой еще в не столь далекие года, когда автор книги и автор ее перевода начинали свою инженерную карьеру.

Линейные АС/DC-источники питания

Самый популярный вариант АС/DC-источника питания показан на рис. 1. Популярный потому, что не требовал намотки трансформатора с центральным отводом на вторичной обмотке, да и первичную обмотку, как правило, не разделяли, но переключатель напряжения сети практиковался еще как минимум до начала 1980-х.

Трансформатор имеет две первичные обмотки на 115 В, которые могут быть подключены параллельно или последовательно с переключателем входного напряжения. Две вторичные обмотки по 6 В, обеспечивающие номинальное выходное напряжение 12 В переменного тока, соединены последовательно. Это напряжение затем выпрямляется мостовым выпрямителем на диодах D1–D4 и сглаживается выходным конденсатором С, что позволяет получить типичное выходное напряжение около 14 В постоянного тока. Мостовой выпрямитель использует четыре диода, но имеются и другие варианты выпрямления с меньшим числом диодов. Варианты альтернативных схем представлены на рис. 2.

Если известно V_s — номинальное напряжение для каждой половины вторичной обмотки, то для расчета эквивалентного выходного напряжения постоянного тока можно использовать таблицу 1. Здесь V_f — это прямое падение напряжения на одном диоде.

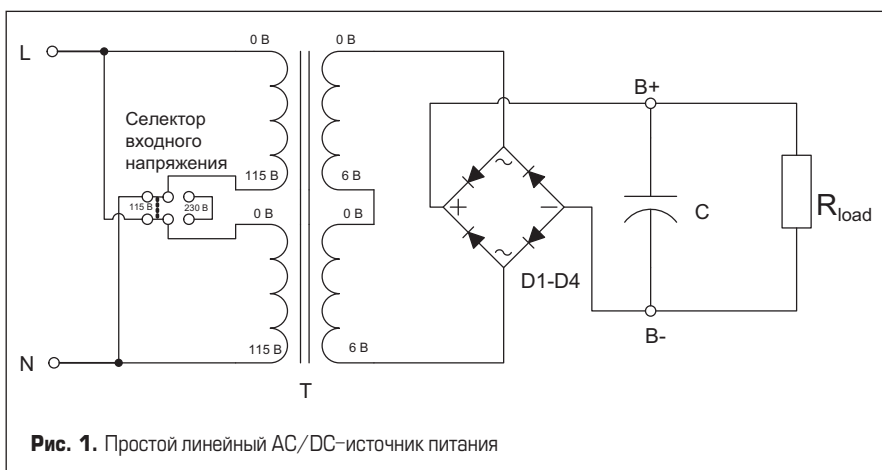


Рис. 1. Простой линейный АС/DC-источник питания

¹ Публикация переводов из книги [1] осуществляется с эксклюзивного разрешения ее автора — Стива Робертса (Steve Roberts M.Sc. B.Sc.), технического директора компании RECOM, предоставленного переводчику.

Для примеров, показанных на рис. 1 и 2, с сетью частотой 50 Гц и двумя вторичными обмотками по 6 В переменного тока, с типовым для кремниевых выпрямительных диодов прямым падением напряжения 0,7 В, результаты представлены в таблице 2.

Однако это среднее выходное значение постоянного тока рассчитывается без сглаживающего конденсатора и без нагрузки. Чем больше конденсатор, тем ближе измеренное выходное напряжение будет к напряжению холостого хода (иногда его указывают как амплитудное или пиковое напряжение). С другой стороны, чем больше ток, потребляемый нагрузкой, тем ниже фактическое выходное напряжение. Чтобы определить эффективное выходное напряжение и рассчитать пульсации на выходе, нужно как минимум знать нагрузку и выходную емкость выпрямителя. Почему «как минимум»? Дело в том, что здесь мы не учитываем выходное сопротивление трансформатора, на котором будет падение напряжение и которое вместе с индуктивностью трансформатора ограничит скорость заряда емкости фильтра. Кроме того, на это окажет влияние и нелинейное сопротивление выпрямительных диодов.

В целом такой расчет оказывается сложен и требует нескольких итераций. Поэтому при необходимости для этого можно обратиться к очень полезной для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры книге [3]. Или воспользоваться компьютерным моделированием, например с помощью такого эффективного инструмента, как Multisim. ПО Multisim интегрирует стандартную симуляцию на основе SPICE с интерактивной схемотехнической средой для мгновенной визуализации и анализа поведения электронных схем. Его интуитивно понятный интерфейс помогает преподавателям подкреплять теорию схем и улучшать усвоение теории по всей учебной программе. Добавляя в процесс разработки мощный симулятор схем и их анализ, Multisim помогает исследователям и проектировщикам сократить число циклов прототипирования печатной платы и сэкономить затраты на разработку [4]. Практические примеры использования Multisim представлены, в частности, в серии статей [5].

Возвращаясь к исходному варианту с мостовым двухполупериодным выпрямлением (рис. 1), мы можем добавить к нему форму выходного напряжения, показанную на рис. 3.

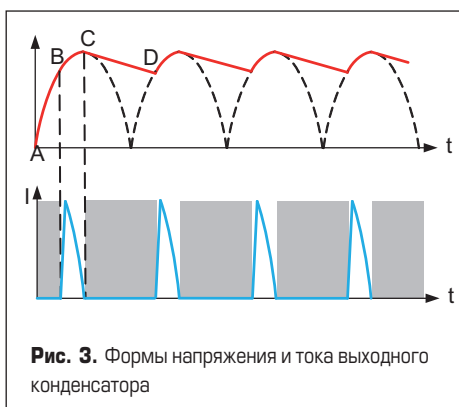


Рис. 3. Формы напряжения и тока выходного конденсатора

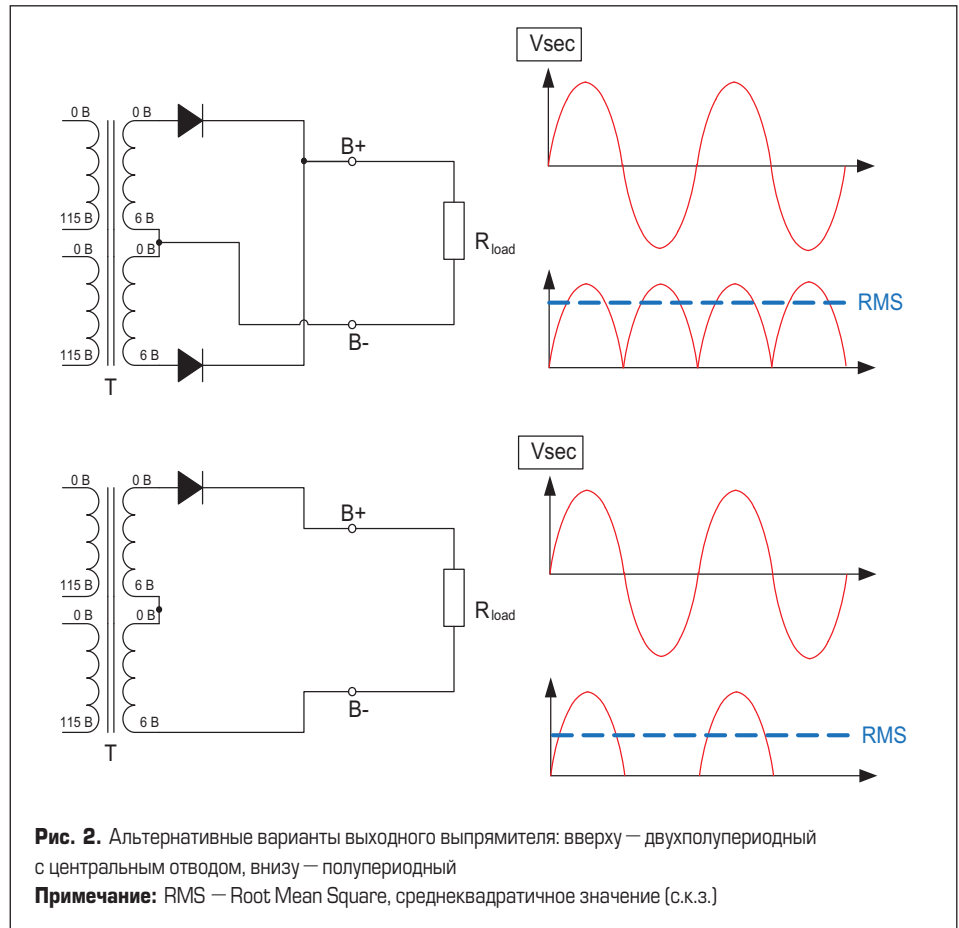


Рис. 2. Альтернативные варианты выходного выпрямителя: вверху — двухполупериодный с центральным отводом, внизу — полупериодный

Примечание: RMS — Root Mean Square, среднеквадратичное значение (с.к.з.)

В начале каждого полупериода выходное напряжение повышается от нуля до пикового напряжения C. Выше точки B (остаточное напряжение, хранящееся на выходном конденсаторе) оно начинает подавать ток для нагрузки и заряжать выходной конденсатор. Сила тока (показана синим) резко возрастает. Когда вторичное напряжение падает ниже своего пикового значения, конденсатор удерживает выходное напряжение выше переменного напряжения. При этом диоды моста оказываются смещенными в обратном направлении и перестают проводить ток. Соответственно, переменный ток падает до нуля. Заштрихованная часть кривой от точки C до точки D показывает, где только конденсатор выпрямителя обеспечивает ток нагрузки. Таким образом, входной ток явля-

ется прерывистым с очень высокими гармоническими искажениями.

Линия C–D показана на диаграмме как прямая, хотя на самом деле это затухающая экспоненциальная кривая с соотношением, описываемым достаточной для инженерных расчетов формулой:

$$V = V_{peak} e^{-\frac{t}{R_{load}C}} \quad (1)$$

Для практических схем с выходными конденсаторами большой емкости формулу (1) можно аппроксимировать до формулы:

$$V = V_{peak} \left(\frac{-t}{R_{load}C} \right) \quad (2)$$

Таблица 1. Сравнение значений выходного напряжения постоянного тока для различных методов выпрямления

Схема выпрямителя	Число диодов	Частота пульсаций, Гц	Напряжение холостого хода, V_{peak}	Выходное напряжение, V_{DC}
Мостовая	4	$2f_{in}$	$2\sqrt{2}V_s - 2V_f$	$2V_s / \pi$
Двухполупериодная с центральным отводом	2		$\sqrt{2}V_s - V_f$	
Однополупериодная	1	f_{in}		V_{peak} / π

Таблица 2. Численное сравнение значений выходного напряжения постоянного тока для различных методов выпрямления

Схема выпрямителя	Число диодов	Частота пульсаций, Гц	Напряжение холостого хода, V_{peak} , В	Выходное напряжение, V_{DC} , В
Мостовая	4	100	15,6	9,9
Двухполупериодная с центральным отводом	2		7,76	5,0
Однополупериодная	1	50		2,5

С полным размахом пульсаций напряжения:

$$V_{ripple_{p-p}} = \left(\frac{V_{peak}}{4f_{in}R_{load}C} \right) \quad (3)$$

Таким образом, среднее выходное напряжение будет равно:

$$V_{DC_{av}} = V_{peak} \left(1 - \frac{1}{4f_{in}R_{load}C} \right) \quad (4)$$

Итак, для сети 50 Гц с нагрузкой 1 кОм и конденсатором 100 мкФ мы можем ожидать, что измеренное выходное напряжение составит:

$$\begin{aligned} V_{DC_{av}} &= V_{peak} \left(1 - \frac{1}{4f_{in}R_{load}C} \right) = \\ &= 15,6 \left(1 - \frac{1}{4 \times 50 \times 1000 \times 100 \times 10^{-6}} \right) = \\ &= 14,8 \text{ В.} \end{aligned}$$

При размахе напряжения пульсации примерно:

$$\begin{aligned} V_{ripple_{p-p}} &= \frac{V_{peak}}{4f_{in}R_{load}C} = \\ &= \frac{15,6}{4 \times 50 \times 1000 \times 100 \times 10^{-6}} = 0,8 \text{ В.} \end{aligned}$$

Напряжение на выходном конденсаторе емкостью C при нагрузке сопротивлением R показано на рис. 4.

Поскольку выходное напряжение изменяется в зависимости от нагрузки и имеет высокую пульсацию, обычной практикой здесь становится использование линейного стабилизатора, который также выполнит роль фильтра, что приведет к уменьшению пульсаций и обеспечит защиту выхода от короткого замыкания. Для этого примера наиболее подходящим будет стабилизатор на 12 В, так как при минимальном напряжении в электросети (о чем нужно всегда помнить) выходное напряжение AC/DC-источника питания составит около 14 В, что дает запас в 2 В — вполне достаточный для регулирующего элемента типового недорогого линейного стабилизатора.

Итак, давайте подведем итоги, взвесив все *pro et contra*.

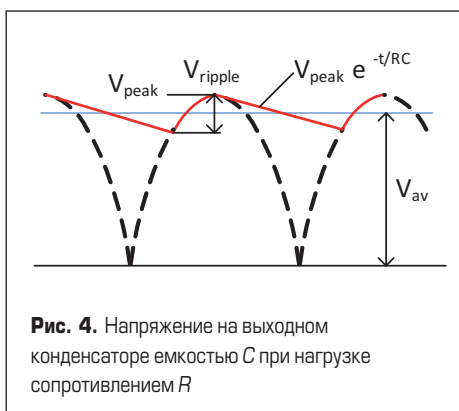


Рис. 4. Напряжение на выходном конденсаторе емкостью C при нагрузке сопротивлением R

Для начала аргументы *pro* — линейные AC/DC-источники питания до сих пор используются там, где их преимущества перевешивают недостатки:

1. Поскольку источник питания состоит только из пассивных компонентов, это решение с низким уровнем собственных шумов. Хорошо спроектированный источник питания с линейным стабилизатором может иметь очень чистый выходной сигнал с уровнем шума ниже 5 мкВ (среднеквадратичное значение). Линейные источники питания по-прежнему используются в аудиосистемах высокого класса и ВЧ-усилителях.
2. Одна и та же конструкция может использоваться для очень высоких входных напряжений, просто выбирая разные отводы напряжения первичной стороны (например, 208, 380, 480 В переменного тока), или для очень низких входных напряжений (например, вход 12 В переменного тока) с помощью другого трансформатора. Создание импульсного источника питания, который будет хорошо работать с входным напряжением 12 В переменного тока, по-прежнему представляет собой техническую проблему.
3. Здесь очень мало компонентов, которые могут выйти из строя, поэтому хорошо спроектированный линейный источник питания может иметь срок службы более 20 лет.
4. Они очень дешевы. Однако из-за очень большого объема производства импульсных источников питания разница в цене между линейным и импульсным решениями часто очень мала.

Теперь аргументы *contra* — основные причины, из-за которых линейные AC/DC-источники питания часто вытесняются импульсными преобразователями, заключаются в следующем:

1. Трансформатор 50/60 Гц намного крупнее и тяжелее трансформатора, предназначенного для импульсных источников питания. Например, трансформатор частоты электросети мощностью 10 В·А обычно имеет объем 65 см³, тогда как импульсный транс-

форматор мощностью 10 Вт может быть встроен в сердечник 2 см³ — это экономия более чем 30 раз по размеру и весу.

2. Линейные источники питания неэффективны. Мощность передается только на пиках волны напряжения — оставшаяся часть не используется. На вторичной стороне выпрямительные диоды рассеивают значительное количество энергии из-за высоких пиковых токов заряда конденсаторов. Если для стабилизации выхода предусмотрены линейные стабилизаторы, то коэффициент полезного действия (КПД) источника питания падает еще ниже. Общий КПД ниже 50% не является чем-то необычным для линейных решений. Для сравнения, распространенные импульсные источники питания имеют КПД, превышающий 90%.
3. Линейные источники питания отличаются плохой стабильностью выходного напряжения, которое зависит от нагрузки, а также прямо пропорционально входному напряжению. Время поддержки нагрузки короткое, поэтому на выходное напряжение будут отрицательно влиять перебои в электроснабжении и любые прерывания напряжения. Время отклика на изменение нагрузки (сброс/наброс нагрузки) также очень низкое, поскольку источник питания, для того чтобы передать дополнительную энергию, позволяющую справиться с внезапным увеличением нагрузки, должен ждать следующего пика напряжения переменного тока.
4. Потребляемая мощность без нагрузки у такого источника питания слишком высока, чтобы соответствовать современным нормам энергоэффективности. Кроме того, мощность передается только на пиках волны, и это означает, что коэффициент мощности тоже слишком низкий для многих приложений. Линейный AC/DC-источник питания обычно имеет коэффициент мощности в диапазоне 0,5–0,7.
5. Стоимость импульсных источников питания теперь настолько низка, что линейный AC/DC-источник питания с низким энерго-



Рис. 5. Разница между кажущейся (или полной) и реальной (или рабочей) мощностью

потреблением может на самом деле оказаться дороже, чем более сложная альтернатива с импульсным преобразованием.

Полная, реактивная и активная мощность

По аналогии с известной иллюстрацией — «пивной кружкой», представленной на рис. 5 [6]: реактивная мощность — это пена сверху, активная — само пиво, а полная — вся кружка. В данной главе объясняется математическая связь между «полезной» и «потраченной впустую» энергией.

Мощность трансформатора измеряется в вольт-амперах (В·А), а не в ваттах (Вт). Это связано с тем, что простой эквивалент $\text{ватт} = \text{вольт} \times \text{ампер}$ не может использоваться, если напряжение и ток не совпадают по фазе. Для цепей переменного тока реактивное сопротивление любых емкостных или индуктивных элементов нагрузки сдвигает фазу тока относительно напряжения. Если говорить в общем, то для емкостных нагрузок (в основном) форма волны тока отстает от напряжения, а для индуктивных нагрузок (в основном) ток опережает напряжение. Иллюстрация того, в какую сторону идет разность фаз, показана на рис. 6.

Как видно на рис. 6, ток отстает от напряжения и реактивная мощность может стать отрицательной, то есть нагрузка подает мощность обратно в источник.

Если вектор переменного тока не согласован с вектором переменного напряжения, то сдвиг между ними можно описать как некий фазовый угол. Фазовый угол в 0° означает, что ток и напряжение идеально выравнены (другими словами, нагрузка является чисто резистивной). Фазовый угол 90° означает, что нагрузка является чисто реактивной. А точнее, если $+90^\circ$, то нагрузка чисто индуктивная, а в случае -90° — нагрузка чисто емкостная. Поскольку резистивная нагрузка в этом случае равна нулю, то чисто реактивная нагрузка не потребляет мощность. Для двух четвертей периода сумма тока и напряжения положительна, но для двух других четвертей сумма

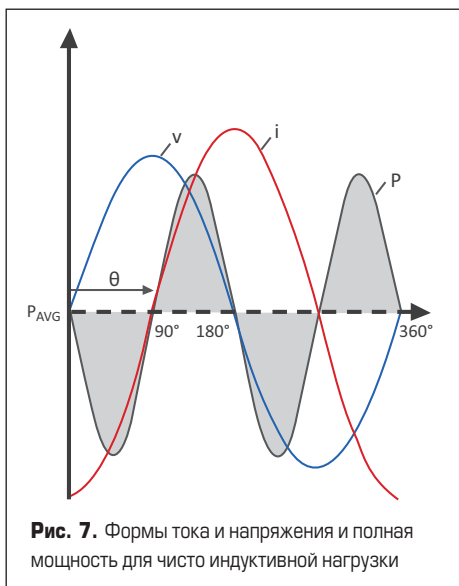


Рис. 7. Формы тока и напряжения и полная мощность для чисто индуктивной нагрузки

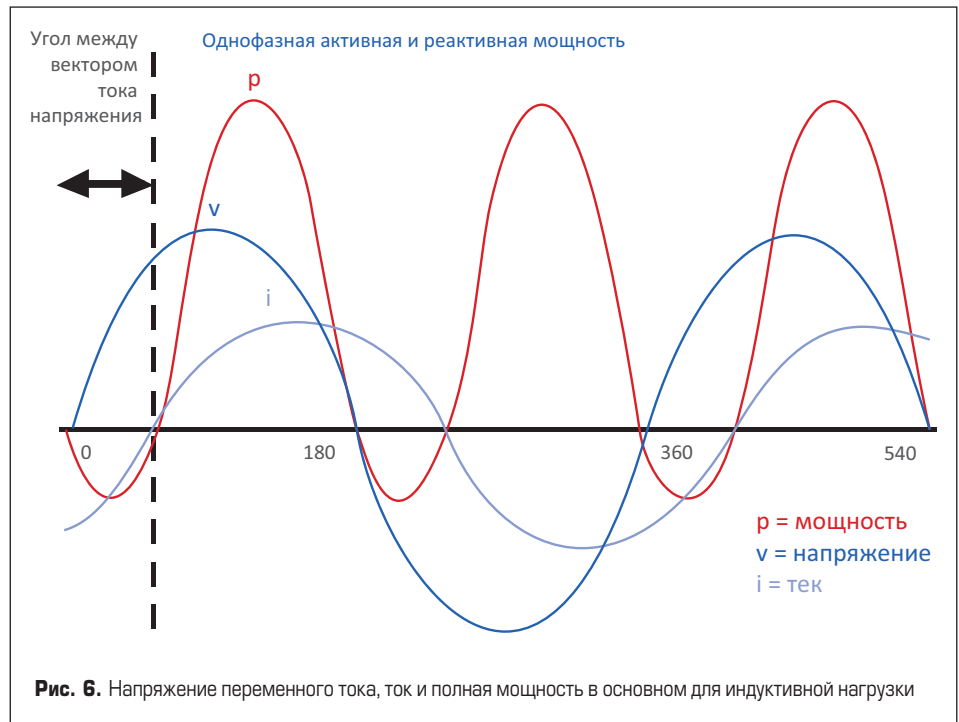


Рис. 6. Напряжение переменного тока, ток и полная мощность в основном для индуктивной нагрузки

отрицательна, и эти два значения уравновешиваются, что мы и видим на примере рис. 7.

На практике чисто реактивные нагрузки не существуют, поскольку в проводке всегда есть резистивные потери. В схеме источника питания наблюдается сочетание реактивных и резистивных потерь (рис. 8), что приводит нас к такому понятию, как «коэффициент мощности». Коэффициент мощности — это отношение активной мощности к реактивной мощности и будет находиться в пределах $1-0$. Коэффициент мощности, равный единице, соответствует фазовому углу, равному нулю, а коэффициент мощности, равный нулю, соответствует фазовому углу 90° .

Обычно емкостные нагрузки генерируют реактивную мощность, а индуктивные нагрузки потребляют реактивную мощность. Это очень полезное наблюдение, поскольку конденсатор может использоваться для приближения коэффициента мощности к единице для в основном индуктивной нагрузки, такой как двигатель, а катушка индуктивности может использоваться для приближения коэффициента мощности к единице в основном для емкостной нагрузки. Добавление таких реактивных компонентов для регулировки ко-

эффициента мощности называется пассивной коррекцией коэффициента мощности.

Но зачем вообще корректировать коэффициент мощности? Чисто реактивный элемент в качестве нагрузки в целом не потребляет мощности, поскольку энергия, потребляемая в одной части периода, возвращается в другой части. Поэтому большинство счетчиков электроэнергии измеряют только потребляемую активную мощность и игнорируют реактивную. Основная проблема заключается в том, что электроэнергетическая компания должна обеспечивать мощность, достаточную для удовлетворения пикового спроса на мощность, который представляет собой комбинацию активной и реактивной мощности. Даже если часть этой энергии возвращается в других частях периода, распределительная система должна справляться с мгновенным потреблением энергии в наихудшем случае. Также циркулирующий ток реактивной мощности и, следовательно, потери в кабеле в системе с «плохим» коэффициентом мощности будут выше, чем в системе с «хорошим» коэффициентом мощности, то есть тем, который ближе к единице. Поощряя потребителей корректировать коэффициент мощности при

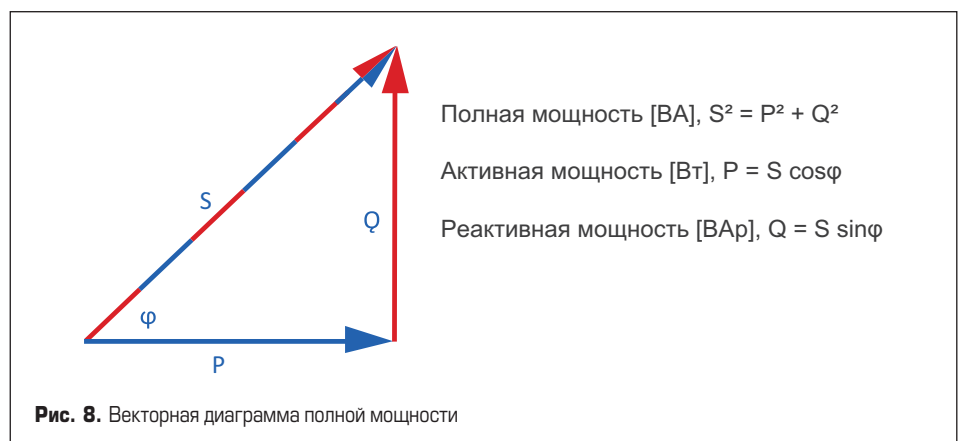


Рис. 8. Векторная диаграмма полной мощности

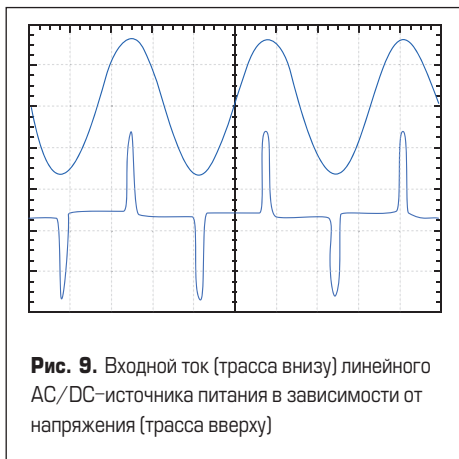


Рис. 9. Входной ток (трасса внизу) линейного AC/DC-источника питания в зависимости от напряжения (трасса вверх)

расходе энергии (либо увеличивая плату за нагрузку с низким коэффициентом мощности, либо лоббируя правительства, чтобы заставить потребителей добавить коррекцию коэффициента мощности), энергетические компании могут сэкономить деньги.

Распространенная ошибка — думать, например, что драйвер светодиода с коррекцией коэффициента мощности в чем-то «экологичнее» (ох, уж эти маркетологи!) и потребляет меньше энергии. Но фактически дополнительная схема коррекции коэффициента мощности снижает общий коэффициент полезного действия (который маркетологи так любят называть эффективностью) за счет добавления в конструкцию дополнительных каскадов с потреблением мощности.

Более серьезной проблемой здесь являются электромагнитные помехи, если коэффициент мощности источника питания не скорректирован должным образом. Возьмем показанный пример линейного AC/DC-источника питания. Входной ток здесь синфазный с входным напряжением, но сильно искажен (рис. 9). Использование соотношения, показанного на рис. 8, поскольку $\cos \phi = 1$, может создать ложное впечатление, что коэффициент мощности равен единице.

Однако если посмотреть на гармоники, генерируемые искаженным входным током (рис. 10), можно увидеть уже совсем другую картину.

Основная гармоника (она под цифрой 1) — это частота электросети (50 или 60 Гц), то есть

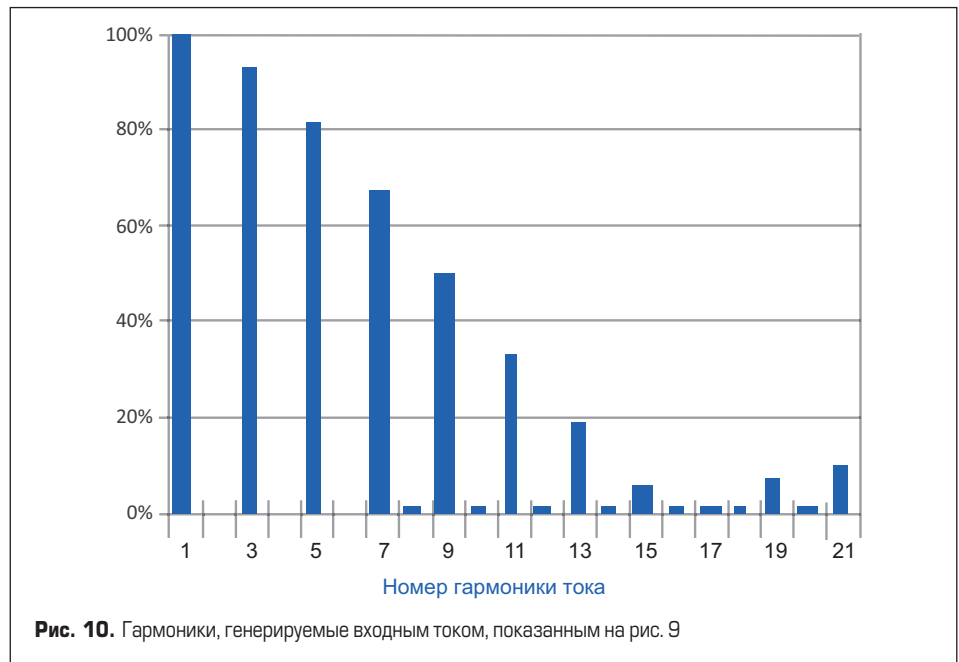


Рис. 10. Гармоники, генерируемые входным током, показанным на рис. 9

реальная мощность, подаваемая на преобразователь. Остальные нечетные гармоники (3, 5, 7, 9 и т. д.) представляют собой полную мощность. Поскольку форма волны тока почти идеально симметрична, четные гармоники почти не видны. Как видно из диаграммы, показанной на рис. 10, в высших гармониках присутствует значительное количество энергии, и поэтому коэффициент мощности не равен 1, а фактически приближается к 0,6, причем даже в случае, если ток находится в фазе с напряжением. Проблема же заключается в том, что входной сигнал представляет собой чистую синусоидальную волну, а ток имеет сильно искаженную форму волны. Этот коэффициент искажения может быть добавлен к основному соотношению $\cos \phi$, что позволяет получить соотношение истинной реальной мощности/кажущейся (полной) мощности в виде формулы:

$$P_{total} = V_{in,rms} I_{in,rms} \cos \phi \cos \theta. \quad (5)$$

Здесь $\cos \theta$ — это коэффициент искажений синусоидальности кривой.

Для сравнения, почти идеальная схема коррекции коэффициента мощности, в которой

ток не только совпадает по фазе с входом, но и имеет синусоидальную форму, дает идеальный график гармоник с входной мощностью почти только на одной основной гармонике (рис. 11).

Сумма нежелательных гармоник (вторая гармоника и выше) называется суммарным коэффициентом гармоник (total harmonic distortion, THD), а его отношение к коэффициенту мощности PF определяется по формуле (6) как:

$$THD(\%) = 100 \sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} \frac{I_p^2}{I_1^2}},$$

$$PF = \cos \theta = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}}. \quad (6)$$

Важности проблемы коррекции коэффициента мощности и ее решениям будет посвящена отдельная статья.

Теория переменного тока

В этой части статьи, посвященной теории переменного тока, рассматриваются диаграммы импеданса, векторы и важность мнимого квадратного корня и комплексных чисел. Вы когда-нибудь задумывались о том, какая связь между поляризованным светом и уравнением поля Максвелла?

В предыдущем разделе понятие полной мощности было представлено как вектор, состоящий из элементов реактивной мощности и активной мощности. Вектор — это двумерная величина, состоящая из двух одномерных величин, называемых скалярами и расположенных под прямым углом друг к другу, как P и Q на рис. 8.

Вектор в технической литературе может быть обозначен стрелкой над значением, например \vec{S} , или, для простоты, выделен жирным шрифтом, например так — \mathbf{S} . Длина вектора (его величина, или модуль) представляет собой квадратный корень из квадратов двух

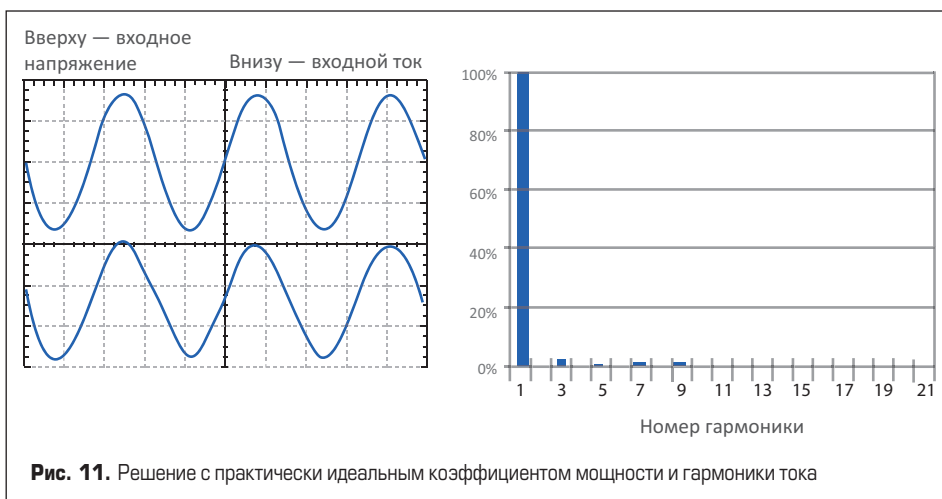


Рис. 11. Решение с практически идеальным коэффициентом мощности и гармониками тока

определяющих его скаляров и отображается полосами с обеих сторон $|S|$.

Но вернемся к рис. 8 и запишем:

$$|S| = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

Поскольку полная мощность — это вектор, то и полное сопротивление (импеданс) является вектором. Однако здесь есть проблемы. Например, реактивное сопротивление катушки индуктивности состоит из двух элементов — ее сопротивления постоянному току R , которое не изменяется с частотой, и ее индуктивного сопротивления, которое прямо пропорционально частоте. Соответственно, хотя оба элемента измеряются в омах, однако для получения импеданса катушки индуктивности на конкретной частоте они должны быть представлены в виде общей векторной диаграммы.

Если частота равна нулю (то есть мы имеем дело с постоянным током), то $X_L = 2\pi fL$ также равно нулю, что делает $|Z| = R$, где R — это сопротивление катушки индуктивности по постоянному току, которое указывается как DCR (иногда в технической литературе и спецификациях как RDC или R_{DC}). По мере увеличения частоты скаляр X_L (импеданс переменного тока) увеличивается и результирующее реактивное сопротивление переменного тока представляет собой вектор Z с модулем $|Z|$. На бесконечно большой частоте сопротивление переменного тока бесконечно, а скаляр сопротивления R становится равным нулю. Угол между скалярами φ представляет угловую частоту $\omega = 2\pi f$. Эта векторная диаграмма представлена на рис. 12.

Тот же самый подход применяется и к емкостным реактивным сопротивлениям. Если частота бесконечно велика, то $X_C = -1/2\pi fC$ равно нулю, что составляет $|Z| = R$. Здесь сопротивление R — это просто эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора, обозначаемое в технической литературе и спецификациях как ESR (Equivalent Series Resistance). По мере уменьшения частоты скаляр X_C (импеданс переменного тока) увеличивается и результирующее реактивное сопротивление переменного тока представляет собой вектор Z с модулем $|Z|$. При нулевой частоте (DC) импеданс бесконечен, а скаляр сопротивления R равен нулю. Угол между скалярами φ и в этом случае представляет собой угловую частоту $\omega = 2\pi f$. Эта векторная диаграмма представлена на рис. 13.

Примечание. Причина, по которой φ обычно обозначается как положительный с катушкой индуктивности и отрицательный с конденсатором, заключается в том, что напряжение опережает ток в катушке индуктивности, но отстает от него в конденсаторе.

Фазовый вектор, или фазор (портманто из «фазового вектора»), — это особый тип вектора. В математике он является комплексным числом, представляющим синусоидальную функцию, у которой амплитуда (A), угловая частота (ω) и начальная фаза (θ) не зависят от времени. Если вектор импеданса умножается на ток, он преобразуется в напряжение (это

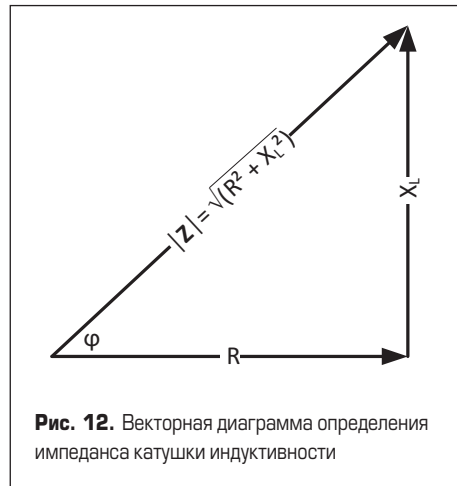


Рис. 12. Векторная диаграмма определения импеданса катушки индуктивности

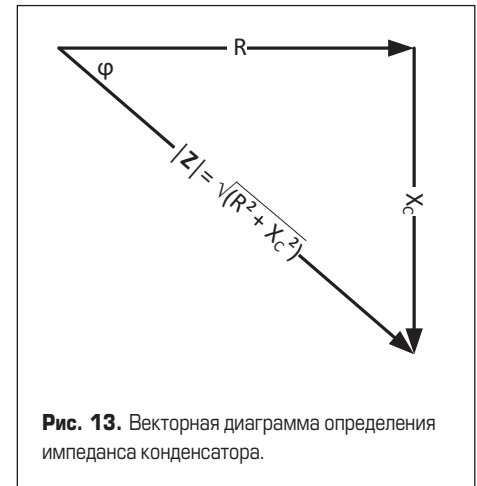


Рис. 13. Векторная диаграмма определения импеданса конденсатора.

обычно известно как закон Ома, $|V| = I|Z|$), но он не меняет направления, а информация о фазе сохраняется. Такие векторы постоянной фазы в электротехнике также называются фазорами.

Преимущество фазоров состоит в том, что мы можем последовательно складывать реактивные сопротивления. Следовательно, ток будет одинаков для всех элементов и может быть представлен опорным вектором, который равен величине тока и вычисляет как результирующий фазор напряжения $\hat{I}X$.

То же самое относится к расчету реактивных сопротивлений, включенных параллельно. В этом случае одинаковым для всех элементов будет вектор напряжения, следовательно, все приводится к вычислению результирующего вектора тока. Для параллельного включения реактивных сопротивлений применяется тот же подход, что и для параллельного включения резисторов:

$$R_{parallel} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)}$$

$$X_{parallel} = \frac{X_1 X_2}{(X_1 + X_2)} \quad (7)$$

Оба примера представлены на рис. 14.

Это все хорошо, но мы не можем решить все проблемы импеданс, просто нарисовав векторные диаграммы фазоров. Нам нужно добавить в это блюдо еще немного специй от королевы наук — математики.

Итак, вектор Z состоит из резистивных и реактивных элементов, R и X , поэтому для получения значения Z для параллельной цепи мы будем использовать формулу:

$$\frac{1}{|Z|} = \left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X}\right)^2 = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{X}\right)^2 - 2\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{X}\right) \quad (8)$$

Это выражение имеет форму квадратного уравнения ($ax^2 + bx + c = 0$), которое, если вы еще помните школьные уроки математики, имеет общее решение как

$$\frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

Проблема в том, что если член $4ac$ оказывается больше, чем b^2 , то у нас есть квадратный корень из отрицательного числа. Мы не можем просто игнорировать это. Это прикладная

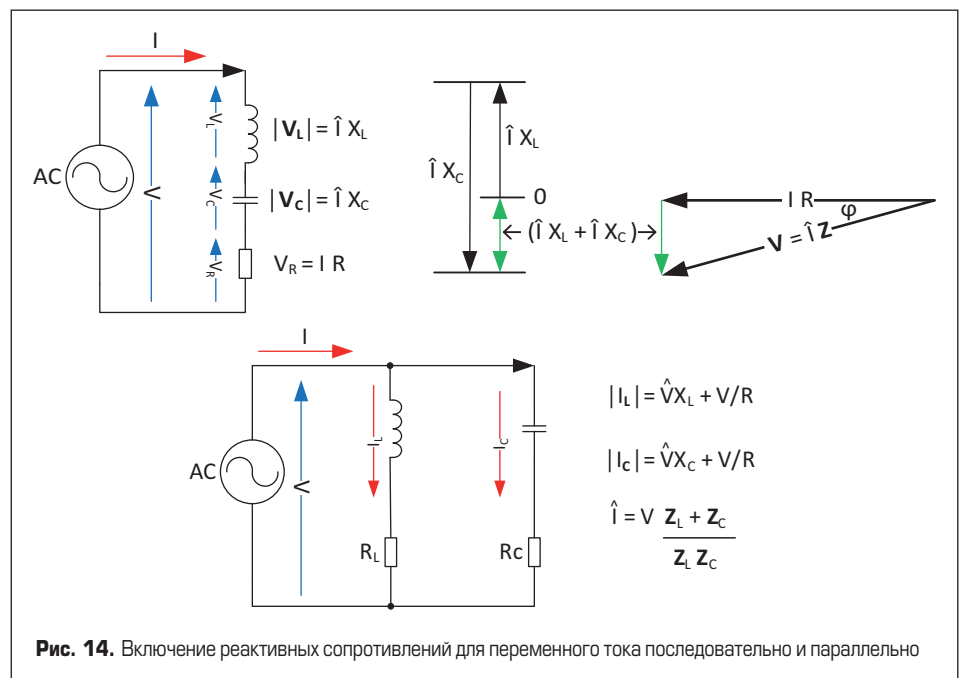


Рис. 14. Включение реактивных сопротивлений для переменного тока последовательно и параллельно

Таблица 3. Представления закона Ома для цепей постоянного и переменного тока

Закон Ома для цепей постоянного тока	$V = IR$	$R = V/I$	$I = V/R$
Закон Ома для цепей переменного тока	$V = I(R + jX)$	$(R + jX) = V/I$	$I = V/(R + jX) = V(R - jX)/(R^2 + X^2)$

математика, основанная на реальных компонентах, поэтому в реальной жизни такие результаты имеют место.

Знаменитый математик Леонард Эйлер (1707–1783) для величины $\sqrt{-1}$, называемой мнимой единицей (согласно определению — это комплексное число, квадрат которого равен -1), присвоил обозначение « i », но, поскольку в нашем случае « i » можно спутать с символом тока, то в электротехнике, а следом в радиотехнике и потом в электронике мы вместо этого используем символ « j ». Введение мнимой единицы позволило расширить поле вещественных чисел до поля комплексных чисел.

Любое отношение, содержащее $\sqrt{-1}$, является комплексным числом с действительной и мнимой частями. Слово «мнимый» каким-то образом подразумевает, что этого чего-то на самом деле не существует, что неверно. Возможно, полезнее представить числовую линию действительных чисел от минус бесконечности ($-\infty$) до плюс бесконечности ($+\infty$) с мнимыми числами, расположенными под углом 90° , также идущими от $-\infty$ до $+\infty$ в мнимой плоскости, как это показано на рис. 15 (здесь и далее представление комплексных чисел оставлено в интерпретации автора книги [1]).

Если теперь повернуть линию мнимых чисел вокруг оси действительных чисел, мы получим изображение, представленное на рис. 16.

Вам это знакомо? Может быть, как на типичном изображении поля, окружающего прямой провод? И о чудо! Уравнение электромагнитного поля Максвелла можно записать в виде формулы:

$$F = \sqrt{\epsilon_0} E \pm j \sqrt{\mu_0} H. \quad (9)$$

Здесь: F — комбинированное электромагнитное поле, созданное соединением электрического поля E и магнитного поля H . В случае магнетизма тот факт, что у мнимой части есть как положительное, так и отрицательное решение, не имеет значения. Мы можем выбрать только положительную или отрицательную часть, поскольку они симметричны.

В других ситуациях члены \pm не эквивалентны, например, когда формула (9) применяется к свету. В этом случае положительные и отрицательные члены уравнения чаще называют светом с правой и левой круговой поляризацией.

Теперь, разобравшись в комплексных числах, мы можем упростить описание векторной диаграммы реактивного сопротивления до более аккуратного представления с использованием комплексных чисел: $Z = \cos \phi |Z| + \sin \phi |Z| \rightarrow R + jX$. Преимущество этого перехода состоит в том, что он позволяет нам расширить знакомые отношения закона Ома для постоянного на переменный ток (от активных сопротивлений до реактивных сопротивлений) и использовать привычные соотноше-

ния для анализа цепей или схем (в литературе их часто называют «сети», поскольку термин пришел из электротехники от электрических сетей) и традиционные решения, такие как теорема Тевенина.

Теорема Тевенина утверждает, что любые двухполюсные линейные сети могут быть представлены эквивалентной сетью или схемой, которая состоит из источника напряжения, включенного последовательно с резистором. Он известен как эквивалентная схема Тевенина. Линейная цепь может содержать независимые источники, зависимые источники и резисторы. Если схема содержит несколько независимых и зависимых источников и резисторов, то отклик в элементе можно легко найти, заменив всю сеть слева от этого элемента эквивалентной схемой Тевенина. Отклик в элементе может быть напряжением на этом элементе, током, протекающим через этот элемент, или мощностью, рассеиваемой на этом элементе. Во время учебы автора перевода по специальности «радиотехника» студенты два семестра изучали теоретические основы электротехники, что облегчило им понимание «радиотехнического сопромата» — «Радиотехнические цепи и сигналы».

Для справки в таблице 3 приведено сравнение представлений закона Ома для цепей постоянного и переменного тока.

Сложение реактивных сопротивлений становится проще, потому что результаты всегда имеют форму $Z = R + jX$ — например, суммарное реактивное сопротивление катушки индуктивности, конденсатора и резистора, включенных последовательно, представленное на рис. 17, определяется как:

$$Z_{L+C+R} = R_{L+C+R} + j(X_L + X_C). \quad (10)$$

Для того чтобы пояснить, насколько полезны эти обозначения, давайте возьмем показанную выше сеть, которая является резонансным контуром, и определим ее отклик. Поскольку сеть подключена последовательно, ток, протекающий через все три компонента, должен быть одинаковым.

При резонансе реактивные сопротивления L и C компенсируются, поэтому пиковый ток I_0 , протекающий через сеть, будет просто равен $|V|/R$ (при условии, что R намного больше, чем ESR конденсатора и DCR катушки индуктивности). На других же частотах ток I , протекающий по сети, будет описываться формулой:

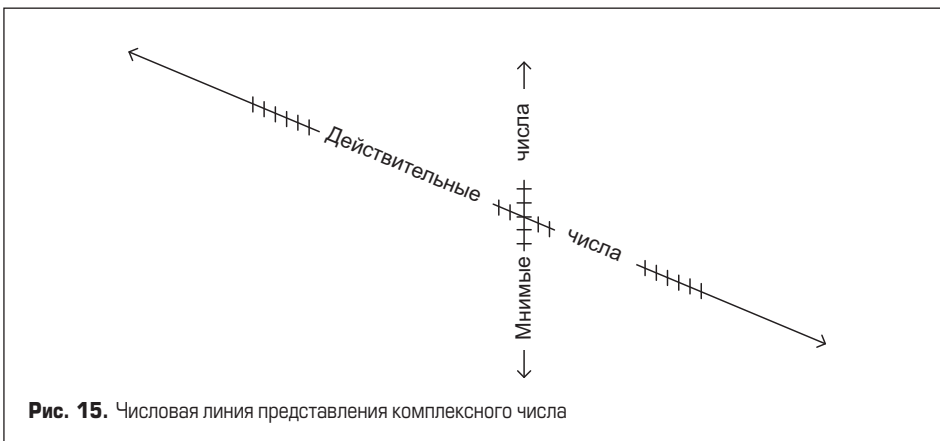


Рис. 15. Числовая линия представления комплексного числа

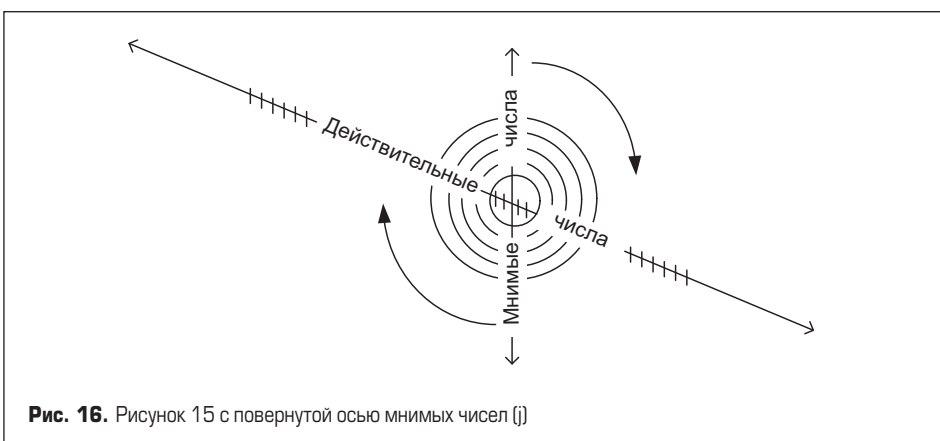


Рис. 16. Рисунок 15 с повернутой осью мнимых чисел (j)

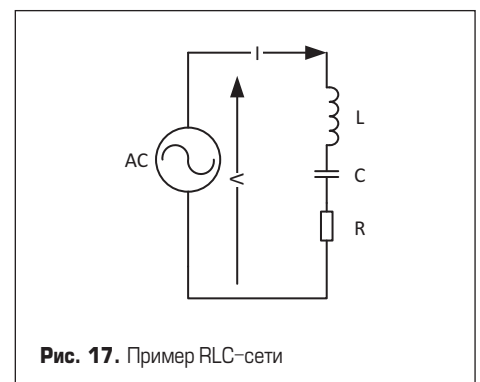


Рис. 17. Пример RLC-сети

$$\frac{I}{I_0} = \frac{|V|/|Z|}{|V|/R} = \frac{R}{|Z|} = \frac{R}{\sqrt{\left(R^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2\right)}} \quad (11)$$

Коэффициент Q, называемый «добротность» (термин пришел к нам уже из радиотехники), определяет, насколько быстро ток уменьшается от пика на резонансной частоте. Добротность определяется как X_0/R , где X_0 — реактивное сопротивление сети. При резонансе оно равно $\sqrt{L/C}$. Если результаты решения уравнения 10 построены с разными значениями добротности Q, мы получим типичные кривые, как это показано на рис. 18.

Таким образом, мы можем заранее рассчитать реакцию нашего резонансного контура, фактически не создавая его, и определить его оптимальную добротность.

Кроме последовательного колебательного контура с резонансом токов, имеется и параллельный контур с резонансом напряжений. Его сопротивление на частоте резонанса резко возрастает, и при воздействии на него импульса напряжения с крутым фронтом возникает затухающее гармоническое колебание, скорость затухания которого определяется добротностью: чем добротность выше, тем длительность такого переходного процесса дольше.

Последовательный резонансный контур находит применение как шунтирующий фильтр для подавления нежелательной частоты. Кроме радиопередающих устройств, ранее он широко использовался в магнитофонах для подавления частоты подмагничивания, а также в электромузыкальных инструментах.

В практике источников питания чаще сталкиваются с колебательными контурами как с паразитным явлением. Например, он является неотъемлемой частью реальных конденсаторов и индуктивностей. В конденсаторах последовательный контур образует емкостью конденсатора и его эквивалентной последовательной индуктивностью ESL (Equivalent Series Inductance), а эквивалентное последовательное сопротивление

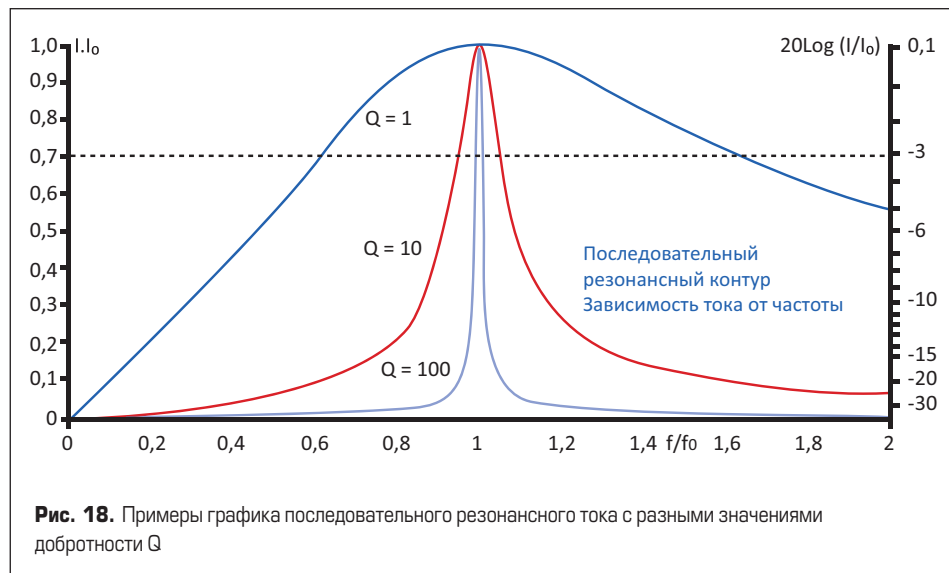


Рис. 18. Примеры графика последовательного резонансного тока с разными значениями добротности Q

ESR определяет добротность. Для индуктивностей мы имеем дело с параллельным контуром, образованный индуктивностью катушки и ее собственной емкостью. На добротность Q такого контура влияет собственное сопротивление катушки DCR. Наличие в цепи параллельного контура с высокой добротностью (индуктивностью здесь могут выступать линии связи и катушки фильтров, а конденсаторами — входные конденсаторы DC/DC-преобразователя) часто приводит к негативным последствиям, которые увеличивают уровень электромагнитных помех и прямо влияют на электромагнитную совместимость. Поэтому для снижения добротности паразитных контуров приходится использовать конденсаторы с «плохим» ESR или шунтировать катушку индуктивности добавочным сопротивлением. Подробно эти вопросы изложены в книге [7].

В следующей части этого цикла статей будут рассмотрены важные для источников питания пассивные компоненты.

Литература

1. Roberts S. M.Sc. B.Sc. AC/DC BOOK OF KNOWLEDGE. Practical tips for the User.

RECOM Enginnering GmbH & Co.KG. Austria, 2018. www.RECOM-power.com/ru/support/resource-library/book-of-knowledge/book-of-knowledge.html?1

2. Робертс С. Переменный ток — начало начал // Компоненты и технологии. 2021. № 11.
 3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Т. II. Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2007.
 4. Знакомьтесь: Multisim. www.ni.com/ru-ru/shop/electronic-test-instrumentation/application-software-for-electronic-test-and-instrumentation-category/what-is-multisim.html
 5. Колесникова Т. Создание и редактирование компонентов в программной среде NI Circuit Design Suite — Multisim 12.0 // Компоненты и технологии. 2014. № 7.
 6. Bieganski P. Power Factor: The difference between promise and reality. 6 November, 2015 by Seenco Group Team. www.seencogroup.com/en/power-factor-the-difference-between-promise-and-reality/
 7. Roberts S. M.Sc. B.Sc. DC/DC BOOK OF KNOWLEDGE. Practical tips for the User. Second Edition RECOM Enginnering GmbH & Co.KG. Austria, 2015. www.RECOM-power.com/ru/support/resource-library/book-of-knowledge/book-of-knowledge.html?1