РАСЧЕТ КРИТИЧЕСКОЙ ИНДУКТИВНОСТИ дросселя сглаживающего фильтра

Часть 2

В.Горячев, к.т.н., главный специалист ЗАО "СпецЭлектронСистемы",

А.Чуприн, главный конструктор ЗАО "СпецЭлектронСистемы" / andchuprin@rambler.ru,

М.Савин, начальник управления развития радиоэлектронных технологий, ЭКБ и специальных программ ФГУП "МНИИРИП"

УДК 621.311.69, DOI: 10.22184/2070-8963.2019.85.8.62.67

В первой части статьи были приведены уточненная и упрощенная формулы для расчета критической индуктивности сглаживающих фильтров. Во второй части расчетные формулы сведены к табличному виду, позволяющему по исходным данным, таким как минимальное сопротивление нагрузки и период следования импульсов на входе фильтра, выбрать необходимую формулу.

Итак, в первой части статьи мы получили удобную и простую формулу для подсчета критической индуктивности $L_{кр}$, выраженную через заданные параметры: $R_{н.мин}$, разброс напряжения по входу и по току нагрузки (27) [1]:

$$L_{кр} > R_{н.мин} \times T \times (1 - 1/K_u) / K_I. \quad (1)$$

Рассмотрим наиболее часто встречаемые случаи, когда $K_u = 2$, то есть $U_{вх.мах} = 2 U_{вх.мин}$,

$K_I = 0,2$, то есть $\Delta I = 0,2 I_{н.мах}$. Подставив указанные данные в формулу (27), находим:

$$L_{кр} > R_{н.мин} \times T \times (1 - 1/2) / 0,2 = R_{н.мин} \times T / 0,4 = 2,5 \times R_{н.мин} \times T.$$

Пусть $K_u = 2$, $K_I = 0,1$: $L_{кр} > R_{н.мин} \times T \times (1 - 1/2) / 0,1 = R_{н.мин} \times T \times 0,5 / 0,1 = 5 R_{н.мин} \times T$.

Следовательно, для уменьшения в два раза тока пульсаций ($\Delta I = 0,1 I_{н.мах}$) пришлось в два раза увеличить величину критической индуктивности.

В табл.1 приведены величины $L_{кр}$, посчитанные по формуле (1) для наиболее распространенных случаев из практики, когда $K_u = 1,5$ и 2 ; $K_I = 0,1$, $0,2$, $0,3$.

Следует отметить, что полученные по упрощенной формуле (1) величины критической индуктивности будут занижены по сравнению с данными в соответствии с формулой (24) [1] примерно на 10%. Поэтому подсчитанную величину индуктивности необходимо увеличить на 10%, добавив к этому разброс параметров сердечника в части начальной магнитной проницаемости, а также учесть отрицательное влияние температуры и возможное уменьшение индуктивности за счет пикового тока. Итого расчетную индуктивность следует увеличить примерно на 30%.

Выше было отмечено, что критическая индуктивность $L_{кр}$ находится при максимальном напряжении на входе ВП, то есть при $U_{вх} = U_{вх.мах}$. Это обусловлено тем, что именно в данном режиме коэффициент заполнения K_z имеет минимальное

значение, и по этой причине нагрузка теперь уже более продолжительную часть времени будет потреблять энергию не от источника первичного питания, а от дросселя, то есть последний в этом случае будет обладать большей накопленной энергией и, следовательно, максимальной величиной критической индуктивности.

Сказанное означает, что при входе напряжении, меньшем чем $U_{вх.мах}$, величина критической индуктивности будет иметь меньшее значение. Последнее однозначно вытекает из формулы (10, [1]). Действительно, при меньшем входном напряжении уменьшается величина напряжения на дросселе, то есть напряжение $U_L = U_{вх L} - U_{вых}$ (см. формулу 11 [1]).

Но при этом возрастает длительность импульса $\Delta t = t_{и} = t_{он}$, которая при уменьшении напряжения $U_{вх L}$ стремится к постоянному значению T , равному периоду следования импульсов на входе дросселя (параметр $K_3 = t_{и}/T$ стремится к единице). Учитывая, что напряжение $U_L = U_{вх L} - U_{вых}$ при уменьшении напряжения $U_{вх L}$ стремится к нулю (напряжение U_L будет равно нулю при $U_{вх L} = U_{вых}$), получим, что критическая индуктивность $L_{кр}$ будет также стремиться к нулю, так как произведение нуля на постоянную величину дает в итоге ноль. Из этого следует, что только при максимальном напряжении на входе ВИП, то есть при $U_{вх} = U_{вх.мах}$ сглаживающий фильтр работает с индуктивностью, равной ее критической величине, то есть с $L = L_{кр}$. А во всем остальном диапазоне входных напряжений, начиная от $U_{вх} = U_{вх.мин}$, и практически до напряжения, равного напряжению $U_{вх.мах}$, сглаживающий фильтр работает в режиме, когда индуктивность дросселя превышает $L = L_{кр}$ для каждого значения входного напряжения, меньшего по величине, чем $U_{вх.мах}$. Например, если бы мы посчитали величину дросселя $L = L_{кр}$ при $U_{вх} = U_{вх.мин}$, то она получилась бы практически в два раза меньше, чем при напряжении на входе ВИП, равном напряжению $U_{вх.мах}$. Хорошо это или плохо с точки зрения качества питания, формируемого вторичным источником питания (ВИП)? Несомненно хорошо в том плане, что благодаря избыточной индуктивности, имеющей место при минимальном входном напряжении, то есть при $U_{вх} = U_{вх.мин}$, у нас будет меньший уровень тока пульсаций ΔI , что следует из формулы (10) [1]. Действительно, из этой формулы можно записать

$$\Delta I = (U_L \times \Delta t) / L, \quad (2)$$

где $L = L_{кр}$, найденное при $U_{вх} = U_{вх.мах}$.

Таблица 1. Формулы для расчета величины $L_{кр}$ дросселя с учетом коэффициентов K_I и K_U

Коэффициенты: K_I, K_U	K_U		Примечание
	1,5	2	
K_I	$L_{кр} > \text{МКГН}$	$L_{кр} > \text{МКГН}$	$T, \text{ мкс},$ $R_{н}, \text{ Ом},$ $L_{кр}, \text{ МКГН}$
0,1	$3,3 R_{н.мин} \times T$	$5 R_{н.мин} \times T$	
0,2	$1,67 R_{н.мин} \times T$	$2,5 R_{н.мин} \times T$	
0,3	$1,1 R_{н.мин} \times T$	$1,67 R_{н.мин} \times T$	

Поскольку величина индуктивности L постоянна и имеет максимальное значение, а при уменьшении входного напряжения произведение $U_L \times \Delta t$ стремится к нулю (о чем говорилось выше), то и величина тока пульсаций станет меньше.

Но не совсем хорошо в том плане, что избыточная индуктивность при $U_{вх} = U_{вх.мин}$ может стать причиной ухудшения качества выходного напряжения в виде его кратковременного изменения при резких сбросах и набросах тока нагрузки (на выходном напряжении могут появиться кратковременные выбросы и провалы незначительной амплитуды). То есть все это должно быть учтено при организации обратной связи.

При расчете дросселя фильтра необходимо знать не только величину его критической индуктивности, но и максимальную величину пикового тока, необходимую при подсчете потерь в дросселе фильтра и для оценки возможности его вхождения в насыщение (см. ниже). Величину пикового тока определим из формулы:

$$I_{пик} = I_{н.мах} + (\Delta I / 2), \quad (2a)$$

где $(\Delta I / 2)$ – амплитуда тока пульсации, которая равна минимальному току нагрузки, о чем упоминалось выше; $I_{н.мах}$ – максимально заданный ток нагрузки источника питания;

$(\Delta I) = K_I \times I_{н.мах}$ – прирост тока дросселя за время открытого состояния полевого МОП-транзистора. То есть величина пикового тока зависит от коэффициента K_I – чем он меньше, тем меньше пульсации тока. Отметим, что пульсации тока в дросселе должны быть обязательно линейными, поскольку именно в этом случае получают максимально высокий КПД. Причем чем меньше величина этих

пульсаций, тем меньше пульсирующие токи протекают во всех элементах схемы ВИП и меньше уровень помех. Следовательно, последние меньше нагреваются, то есть они работают в более облегченном режиме, что повышает их надежность (увеличивается срок службы). И с этих позиций желательно иметь более высокую индуктивность дросселя. Насколько ее можно увеличить относительно критической индуктивности?

Известно, что форма тока в транзисторе имеет вид несимметричной трапеции (треугольник у трапеции с одной стороны). Увеличивая индуктивность дросселя, мы тем самым увеличиваем прямоугольность формы тока в транзисторе. А прямоугольная форма тока – это идеальная и недостижимая для транзистора форма, при которой потери ($I^2 \times R$) в МОП-транзисторе минимальны. При этом форма трапеции зависит от коэффициента ее прямоугольности $K_{пр}$, который меняется от $K_{пр} = 0$ до $K_{пр} = 1$ в зависимости от величины $L_{кр}$ дросселя. Подсчитано, что для треугольного токового сигнала потери ($I^2 \times R$) составляют на 32% больше, чем для прямоугольного сигнала равной площади. Но важно отметить, что уже при $K_{пр} > 0,6$ дальнейшее увеличение коэффициента $K_{пр}$ за счет увеличения величины индуктивности фильтра дает лишь незначительный вклад в снижение потерь, всего на 2%. Очевидно, что нет никакого практического смысла стремиться к идеальной прямоугольной форме тока за счет увеличения индуктивности дросселя, который при этом будет занимать много места. Поэтому практически достаточно иметь величину индуктивности всего лишь в два раза больше критической [9]. Таким образом, с точки зрения повышения КПД источника питания, более чем критическая индуктивность дросселя фильтра вполне оправдана. Однако чрезмерно большая индуктивность увеличивает инерционность системы ООС, то есть система в этом случае не способна реагировать на быстрые изменения тока нагрузки. Другими словами, сглаживающий Г-образный фильтр ($C_r\Phi$) с индуктивностью дросселя фильтра $L_\Phi > 2L_{кр}$ может, например, применяться в импульсных ВИП, работающих практически на постоянную нагрузку с высоким требованием по КПД со стабилизацией выхода (или, что то же самое, нестабильность выхода) в пределах 5-7%, для которых высокие удельные показатели не являются определяющими. Поскольку в LC-фильтре потери незначительны (это в основном, потери в обмотке провода), он обладает малым внутренним сопротивлением. В последнем случае фильтр можно рассматривать как источник напряжения. А это

означает, что он достаточно хорошо стабилизирует напряжение и без ООС при условии, что дроссель фильтра работает в режиме непрерывного тока и без резкого сброса тока нагрузки в заданных пределах.

В принципе, в $C_r\Phi$ конденсатор фильтра C_1 не является обязательным элементом [8]. Если индуктивность дросселя принять бесконечно большой, то любое приращение тока в дросселе будет индуцировать в его обмотке бесконечно большую ЭДС самоиндукции, препятствующую изменению тока в дросселе. Следовательно, ток, как в дросселе, так и в нагрузке не может претерпевать изменений во времени [7]. Следует отметить, что ток дросселя и ток нагрузки – это не одно и то же. И, как отмечалось выше, ток нагрузки равен среднему току дросселя. Однако мы будем считать, что индуктивность дросселя больше $L_{кр}$, поэтому ток нагрузки приравняем к току дросселя [6], то есть чем больше индуктивность дросселя по сравнению с критической, тем меньше амплитуда тока пульсации и, следовательно, тем более ток дросселя будет приближаться к току нагрузки. Большинство ВИП проектируются для работы в режиме непрерывного тока (режим НТ), особенно при высоких мощностях. В этом случае упрощается фильтр и создается меньше помех. Однако применяются фильтры и с малой величиной $L_{кр}$, например, при $K_i = 0,3$. Преимущества такого дросселя: малые размеры, невысокая стоимость; ток дросселя может меняться более быстро при изменении тока нагрузки; вместе с большой емкостью C_1 снижаются резкие броски и провалы при резких изменениях тока нагрузки, то есть улучшаются динамические показатели импульсных ВИП. Поэтому одним из эффективных способов улучшения динамических характеристик ВИП является увеличение частоты преобразования. Это приводит к увеличению быстродействия замкнутой системы автоматического регулирования выходного напряжения [5]. Таким образом, выбор величины индуктивности дросселя при его разработке не является тривиальной задачей, поскольку приходится учитывать много факторов. И здесь чаще всего необходим компромисс, так как, выигрывая в одном, мы проигрываем в другом: малые пульсации – большие габариты, невысокая динамика, высокий КПД, малый уровень помех; большие пульсации – малые габариты, улучшенная динамика, более высокий уровень помех, ухудшенная надежность, более высокие потери, пониженный КПД. Но в обоих случаях дроссель должен работать так, чтобы ток в нем имел геометрически правильную треугольную

или пилообразную форму, которая, как уже упоминалось выше, именуется пульсацией тока, поскольку именно такая форма тока обеспечивает максимальный КПД. Причем, с учетом пикового тока, дроссель не должен входить в насыщение, так как в противном случае форма тока будет искривлена, что является дополнительным источником помех. При нагрузке меньше $I_n = I_{n.min} C_r \Phi$ перейдет в режим прерывистого тока (режим ПТ). В этом случае во время паузы ток в дросселе прекратится раньше, чем поступит следующий импульс на вход дросселя, то есть тока в дросселе не будет, поскольку дроссель быстро разрядится (постоянная времени индуктивности дросселя уменьшится). И ток в нагрузку станет поступать только от конденсатора. Поскольку постоянная времени конденсатора увеличится (конденсатор будет медленнее разряжаться), напряжение на конденсаторе возрастет (при холостом ходе и без ООС напряжение на выходе ВИП будет стремиться к амплитудному значению входного напряжения, так как для конденсатора фильтра отсутствует цепь разряда). Но за счет ООС уменьшится длительность импульса, формируемого ШИМ, и напряжение на выходе придет в норму. Однако $C_r \Phi$ уже не будет работать в соответствии с формулой (1). И для ВИП в целом это более напряженный режим, так как передаточная функция резко меняется; в работу полностью включается обратная связь, обеспечивающая устойчивость функционирования схемы с учетом фазового сдвига.

Теперь несколько слов о конденсаторе фильтра. Конденсатор C_1 в схеме $C_r \Phi$ служит: для сглаживания пульсаций тока дросселя до требуемой величины; для минимизации амплитуд выбросов и провалов на выходе ВИП (то есть на самом конденсаторе фильтра C_1), которые имеют место быть в $C_r \Phi$ при резких изменениях тока нагрузки.

В первом варианте ток пульсаций дросселя должен замыкаться через конденсатор фильтра C_1 , поскольку он изменяется во времени и поэтому для конденсатора его можно рассматривать как переменный ток. А это значит, что конденсатор должен обладать малым эквивалентным последовательным сопротивлением (ЭПС или ESR в английском обозначении), которое должно быть значительно меньше, чем минимальное сопротивление нагрузки $R_{n.min}$. В этом случае амплитуда пульсаций напряжения U_n на выходе ВИП будет определяться из выражения:

$$U_n \approx \text{ЭПС} \times (\Delta I). \quad (3)$$

Из (3) вытекает, что амплитуда пульсаций напряжения практически не зависит от величины емкости конденсатора фильтра C_1 , а в основном определяется качеством последнего, то есть его ЭПС. И чем меньше ЭПС конденсатора, тем меньше напряжение пульсаций U_n на нем. Последнее означает, что если, например, ЭПС конденсатора равно нулю, то и напряжение пульсаций теоретически будет равно нулю [3]. Однако практически их величина теперь будет ограничена емкостным сопротивлением конденсатора $X_c = 1/2\pi f C$ на частоте импульсного сигнала на входе $C_r \Phi$ ($f = 1/T$), которая на высокой частоте заметно меньше, чем ЭПС. В частности, в работе [3] отмечается, что для алюминиевых электролитических конденсаторов имеет место следующее равенство:

$$R_o \times C_o \approx 65 \text{ мкс} \quad (4)$$

(более точно находится в пределах 50–80 мкс).

Из него следует, что ЭПС тем меньше, чем больше емкость конденсатора, то есть более габаритные конденсаторы обладают меньшим ЭПС. И тогда по заданной величине пульсаций U_n и известной величине тока пульсаций ΔI можно определить величину ЭПС конденсатора:

$$\text{ЭПС} = U_n / \Delta I. \quad (5)$$

Уже по найденной величине ЭПС, применяя равенство (4), можно найти величину емкости конденсатора фильтра:

$$C_o = 65 / \text{ЭПС} (\text{мкФ}). \quad (6)$$

Из равенства (4) следует, что чем меньше ЭПС, тем больше величина емкости конденсатора и тем больше накопится в нем энергии, которая потребует при резких сбросах и набросах нагрузки. Однако такое равенство не соблюдается для керамических конденсаторов, которые находят наиболее широкое применение в бортовых ВИП. Как отмечается в работе [4], керамические конденсаторы менее склонны к этому компромиссу. А это означает, что для устранения тех же пульсаций потребуются керамический конденсатор меньшей емкости и меньших габаритов. В частности, практически идеальный конденсатор можно получить за счет параллельного соединения $N > 2$ однотипных конденсаторов с малым значением величины ЭПС и ЭПИ (эквивалентная последовательная индуктивность, ESL в английском варианте). Соединяя параллельно N конденсаторов емкостью C_o , мы

можем получить эквивалентный конденсатор емкостью $N \times C_0$, обладающий эквивалентной ЭПС $\epsilon = \text{ЭПС}/N$ и ЭПИ $\epsilon = \text{ЭПИ}/N$ с частотными свойствами одного конденсатора емкостью C_0 (эквивалентный конденсатор будет обладать максимальной резонансной частотой, то есть частотой одного конденсатора малой емкости C_0). Полученный таким образом конденсатор будет обладать требуемым ЭПС при сравнительно невысокой величине суммарной емкости, причем такой, которая справится с устранением пульсаций в соответствии с выражением (3). Но здесь, как отмечалось выше, необходимо иметь в виду, что в LC фильтре возможны выбросы и провалы напряжения при резких сбросах и набросах тока нагрузки. И теперь вступает в силу второе требование, которое необходимо учитывать при его выборе, а именно энергетическая составляющая конденсатора.

Величина емкости конденсатора, подсчитанная исходя из требований к пульсациям, не справится с задачей постоянства выходного напряжения при бросках тока нагрузки вследствие малой накопленной энергии, определяемой выражением:

$$E_c = CU^2/2. \quad (7)$$

Причем величина этой энергии всегда постоянна, тогда как энергия, накопленная в индуктивности, зависит от протекающего через дроссель пикового тока, то есть определяется формулой:

$$E_L = L (I_{\text{пик}})^2/2, \quad (8)$$

где $I_{\text{пик}}$ – амплитуда пикового тока, определяемая выражением (2).

В результате при токе нагрузки $I_n = I_{n,\text{min}}$, то есть на границе режима НТ, энергия в дросселе будет минимальна, и вся ответственность за поддержание постоянного напряжения на выходе ВИП в этот момент придется на конденсатор. Последний, в отсутствии импульсов на входе фильтра (худший случай – половина периода следования импульсов), должен будет снабжать энергией нагрузку. А если в этот момент ток нагрузки от $I_n = I_{n,\text{min}}$ изменится до величины $I_n = I_{n,\text{max}}$, то энергия, накопленная в конденсаторе, может оказаться равной энергии, потребляемой в этот момент нагрузкой (E_n), определяемой как:

$$E_n = P_{\text{max}} \times (T/2), \quad (9)$$

где P_{max} – максимальная выходная мощность ВИП.

Это приведет к просадке напряжения на выходе источника питания. Но чтобы напряжение $U_{\text{вых}}$ оставалось в заданных пределах, необходимо, чтобы энергия в конденсаторе была как минимум в 15–20 раз выше энергии, потребляемой нагрузкой [2]. А для этого потребуется увеличить емкость конденсатора в 15–20 и более раз за счет параллельного подключения дополнительного конденсатора (принимая при этом во внимание, что емкость конденсатора зависит от ряда дестабилизирующих факторов, таких как температура, частота, напряжение). Более точно, все зависит от требований к стабилизации выходного напряжения, то есть к величине отклонения выходного напряжения ($\pm \Delta U$) от номинала. Именно эта увеличенная емкость позволит сгладить выбросы напряжения при спаде тока нагрузки, поскольку ООС не сможет быстро отреагировать на эти изменения в силу своей инерционности. В частности, при сбросе тока нагрузки до холостого хода можно считать, что вся энергия, накопленная в дросселе фильтра, передается в конденсатор. Последнее приведет к росту выходного напряжения.

И здесь к сказанному выше необходимо добавить следующее: в любых импульсных ВИП изменение выходного напряжения при скачках тока нагрузки будут тем меньше, чем больше емкость конденсатора фильтра [10].

При выборе величин L_Φ и C_Φ необходимо учитывать и такой фактор, как бросок тока при включении ВИП. Бросок будет тем меньше, чем больше коэффициент ρ (волновое сопротивление фильтра), определяемый из выражения:

$$\rho = (L_\Phi/C_\Phi)^{0,5}, \quad (10)$$

то есть чем больше индуктивность дросселя фильтра L_Φ . Однако в этом случае возможен выброс напряжения на конденсаторе при резком сбросе тока нагрузки, о чем упоминалось выше.

Применительно к бортовым ВИП, для которых требуется высокая удельная мощность (малые габариты в единице объема) при достаточно высоком КПД (не менее 78%), наиболее компромиссное решение – это когда $L_\Phi = 1,3 L_{\text{кр}}$, при $\Delta I = 0,2 I_{n,\text{max}}$ и $K_U = 2$. И теперь, после всех перечисленных выше необходимых для разработчика замечаний, рассчитаем величину $L_{\text{кр}}$ фильтра по следующим исходным данным: $U_{\text{вх,min}} = 20 \text{ В}$; $U_{\text{вх,max}} = 40 \text{ В}$; $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$; $T = 2 \text{ мкс}$; $t_{\text{прос}} = 0,2 \text{ мкс}$; $\Delta I = 0,2 I_{n,\text{max}}$; $I_{n,\text{max}} = 2 \text{ А}$; $I_{n,\text{min}} = 0,2 \text{ А}$.

Произведем расчет критической индуктивности по полной (уточненной) формуле, то есть по выражению (24) [1]:

$$L_{кр} \geq U_{вых} \times [(T \times (U_{вх.мах} - U_{вх.мин}) + (U_{вх.мин} \times t_{ПРОС}))] / \\ / U_{вх.мах} \times (K_I \times I_{н.мах}) = 5[2(40 - 20) \\ + (20 \times 0,2)] / 40 \times (0,2 \times 2) = \\ = (5 \times 40 + 4 \times 5) / 16 = 13,75 \text{ мкГн.}$$

Найдем величину $L_{кр}$ по упрощенной формуле. Для этого обратимся к таблице, из которой по коэффициентам $K_U = 2$ и $K_I = 0,2$ находим формулу:

$$L_{кр} > 2,5 R_{н.мин} \times T = 2,5 \times 2,5 \times 2 = 12,5 \text{ мкГн.}$$

Таким образом, индуктивность, посчитанная по упрощенной формуле, оказалась меньше на 10% относительно индуктивности в соответствии с формулой (24) [1]. С учетом возможных отклонений индуктивность в 12,5 мкГн необходимо умножить на множитель 1,3. В итоге получим, что искомая критическая индуктивность $L_{кр} = 12,5 \times 1,3 = 16,25 \text{ мкГн.}$

ЛИТЕРАТУРА

1. Горячев В.И., Чуприн А.В. Расчет критической индуктивности дросселя сглаживающего фильтра. Часть 1 // ПЕРВАЯ МИЛЯ. 2019. № 7. С. 60–65.
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.

ВЫСТАВКА **Энергетика**
ДВ региона-2020
АВТОМАТИЗАЦИЯ.
БЕЗОПАСНОСТЬ. СВЯЗЬ.

21-23 хабаровск
МАЯ

- **Транспортировка**
- **Производство**
- **Альтернатива**
- **ЖКХ**

(4212) 574-043 • khabexpo.ru

ХАБАРОВСКАЯ
МЕЖДУНАРОДНАЯ
ЯРМАРКА

Арена «ЕРОФЕЙ»