

Лекция 12. Сложение мощностей в РПДУ

Максимальная мощность РЧ на выходе УМ ограничена предельно допустимыми токами и напряжениями на электродах ЭП, а также рассеиваемой на них мощностью.

Актуальна задача получения более высокого уровня колебательной мощности, чем может обеспечивать единичный ЭП.

Направления решения: параллельное включение мощных ЭП или отдельных УМ; последовательное, а чаще двухтактное включение двух или по несколько ЭП в каждом плече двухтактного УМ; построение УМ по схеме усилителя с распределенным усилением (УРУ) на большом числе ЭП (от 4–6 до 10–12) – эквивалент длинной линии; сложение мощностей отдельных УМ или модулей с помощью мостовых схем; сложение мощности РЧ колебаний в пространстве от нескольких отдельных УМ, работающих на свои автономные выходные согласующие, фильтрующие цепи и антенны.

Параллельное включение

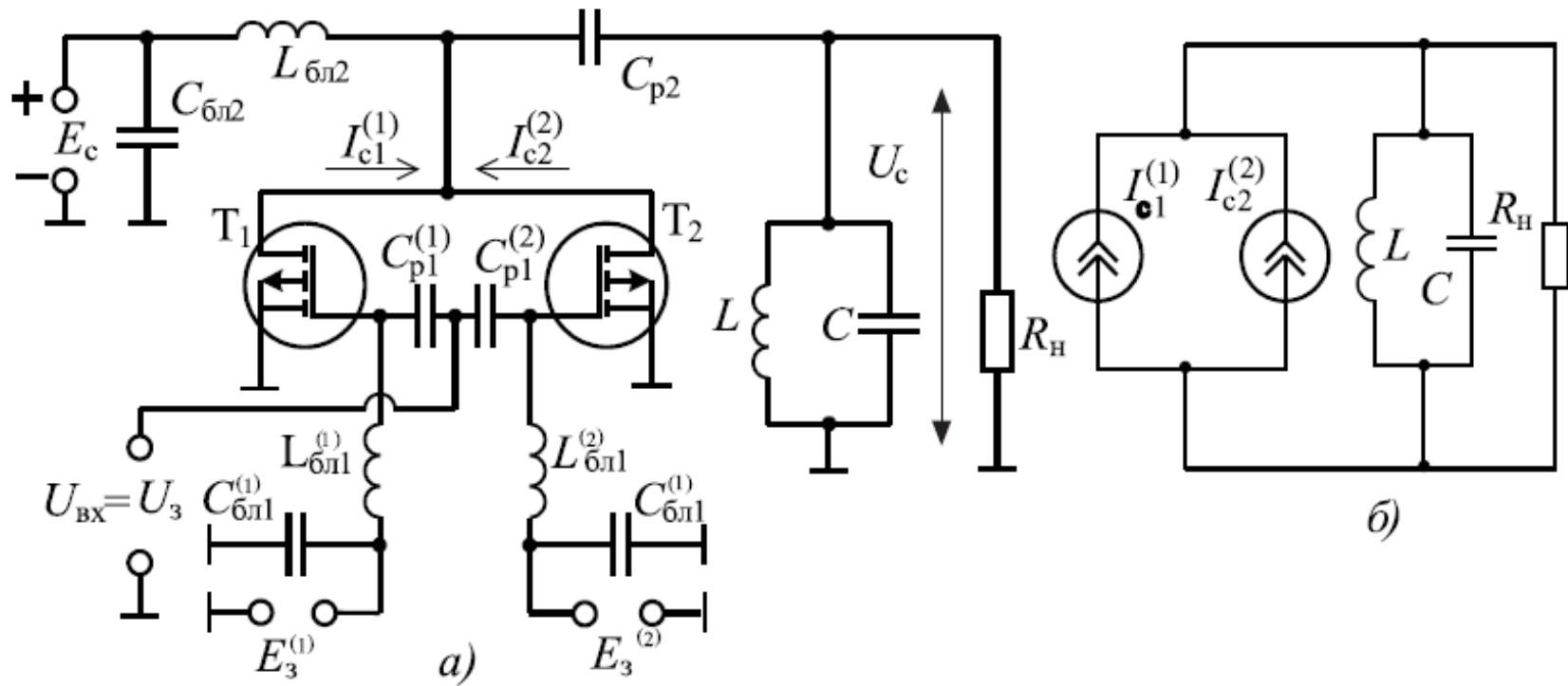
Когда одноименные электроды по РЧ соединены вместе, возможно только в случае, когда ЭП близки к эквивалентным источникам тока

$$I_{\Gamma}^{(i)} \text{ с } R_{\Gamma}^{(i)} = \infty, \text{ где } i = 1, 2, 3, .$$

например, при работе в недонапряженном, в том числе и вблизи граничного режима.

В то же время современные мощные транзисторы сами по себе представляют параллельное включение внутри корпуса до 10–100 и более элементарных транзисторов

При этом усложняется построение входных и выходных ЦС (трансформация входных и нагрузочных сопротивлений) т.к. одновременно суммируются и паразитные емкости ЭП и схемы УМ,



Параллельное включение полевых транзисторов (а),
эквивалентная схема (б)

Эквивалентные (кажущиеся) сопротивления нагрузки для каждого ЭП:

$$Z_{\text{ЭКВ}}^{(1)} = \frac{\dot{U}_c}{\dot{I}_{c1}^{(1)}} = R_H \left(1 + \frac{\dot{I}_{c1}^{(2)}}{\dot{I}_{c1}^{(1)}} \right)$$

$$Z_{\text{ЭКВ}}^{(2)} = \frac{\dot{U}_c}{\dot{I}_{c1}^{(2)}} = R_H \left(1 + \frac{\dot{I}_{c1}^{(1)}}{\dot{I}_{c1}^{(2)}} \right)$$

Они зависят не только от сопротивления нагрузки R_H , но и от отношения амплитуд токов обоих ЭП и фазового сдвига между ними.

И только когда токи равны по амплитуде и нет фазового сдвига между ними

$$Z_{\text{ЭКВ}}^{(1)} = Z_{\text{ЭКВ}}^{(2)} = 2R_H.$$

Если один из ЭП вышел из строя, для второго эквивалентное нагрузочное сопротивление становится в два раза меньше, равным $Z_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{н}}$.

Если имеется только фазовый сдвиг между ними $|\varphi_1| + |\varphi_2| = 2\varphi$

$$Z_{\text{ЭКВ}}^{(1)} = \frac{2R_{\text{н}}}{1 + j \operatorname{tg} \varphi}; \quad Z_{\text{ЭКВ}}^{(2)} = \frac{2R_{\text{н}}}{1 - j \operatorname{tg} \varphi}.$$

ЭП влияют друг на друга. Необходима строгая синфазность и равенство их выходных токов.

При любой неидентичности оба транзистора начинают работать в неэффективных для них режимах, отдавать меньшую, по сравнению с номинальной, РЧ мощность. Происходит снижение КПД. Ожидаемого выигрыша в мощности, пропорционального числу параллельно включенных ЭП, не будет.

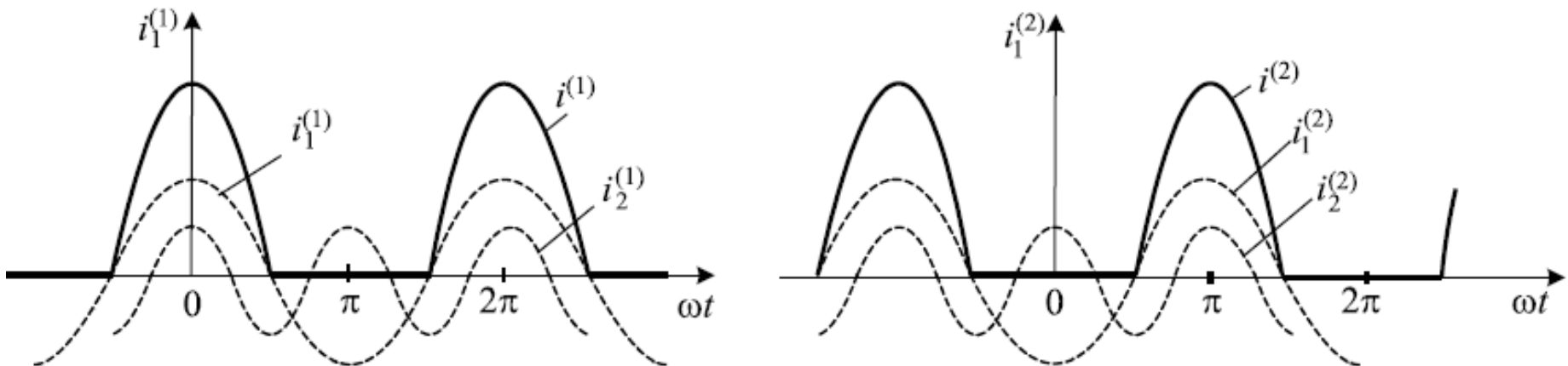
Необходимо индивидуально подбирать транзисторы по критерию идентичности их основных характеристик. Все реактивные элементы входных и выходных ЦС и даже блокировочные элементы должны иметь одинаковые параметры и обеспечивать полную симметрию схемы УМ. Конструкция УМ также должна быть симметричной

Двухтактное включение ЭП

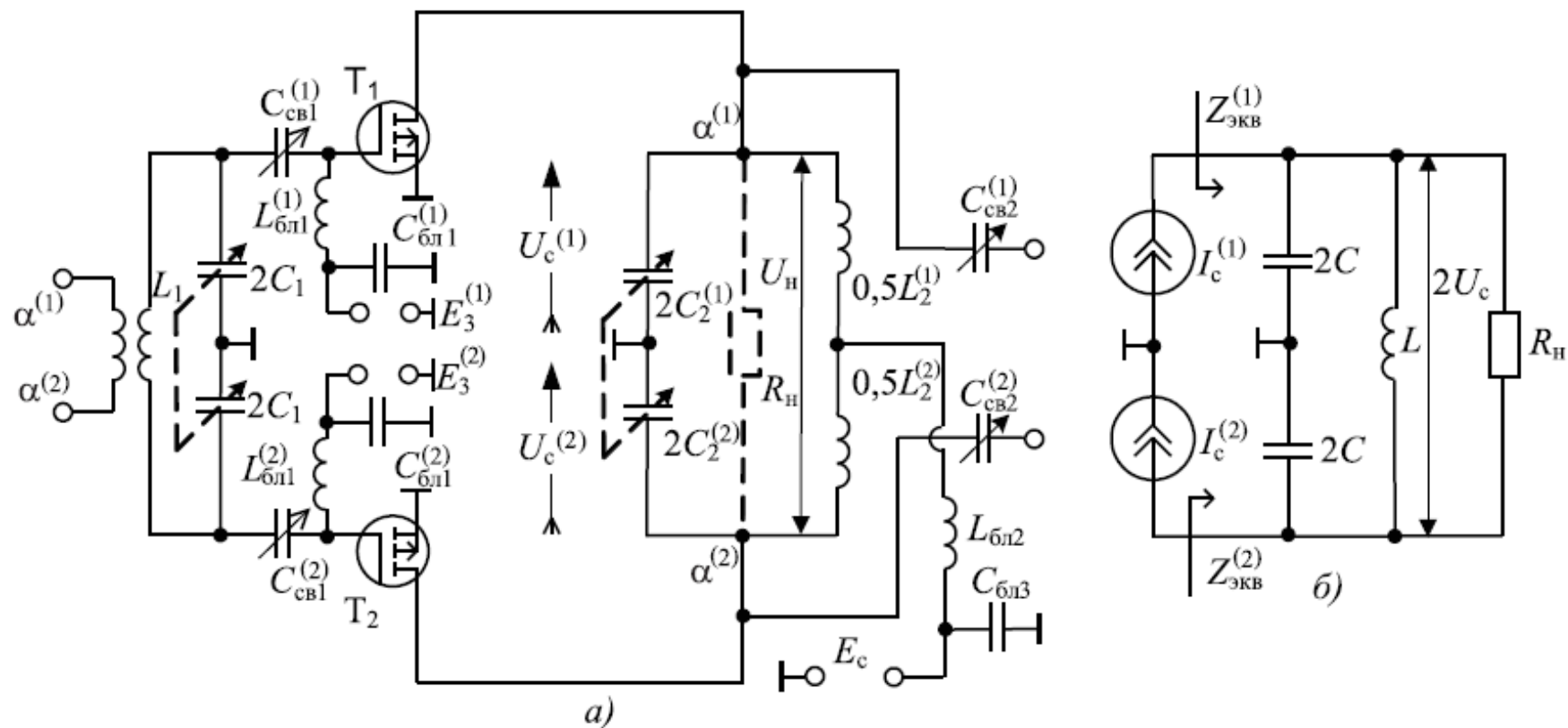
Противофазная совместная работа со сдвигом по фазе на 180° .
Здесь также сохраняется взаимное влияние ЭП. Но!

В двухтактных УМ можно обеспечивать подавление, а теоретически полностью исключить высшие гармоники при работе непосредственно на резистивное нагрузочное сопротивление без каких-либо фильтрующих цепей. Таким образом можно получать на выходе только мощность основной частоты, хотя при этом ЭП для обеспечения высокого КПД работают с отсечкой выходных токов ($\theta = 90^\circ$).

Двухтактный широкодиапазонный УМ на трансформаторах Рутрофа (ТДЛ), был рассмотрен ранее



в симметричных cos импульсах с углом отсечки $\theta = 90^\circ$ нечетные гармоники, кроме 1-й, отсутствуют. Вторая и остальные чётные гармоники на нагрузке в противофазе и взаимно компенсируются



Электрическая (а) и эквивалентная (б) схема двухтактных УМ с резонансной нагрузкой

ток в контуре

$$I_{\text{конт}} = \dot{I}_{\text{конт}}^{(1)} + \dot{I}_{\text{конт}}^{(2)} = 0,5Q_n \dot{I}_{c1}^{(1)} + 0,5Q_n \dot{I}_{c1}^{(2)} = 0,5Q_n (\dot{I}_{c1}^{(1)} + \dot{I}_{c1}^{(2)}),$$

где $Q_n = R_n / \rho$ — нагруженная добротность контура; $\rho = \sqrt{L_2 / C_2}$ — характеристическое сопротивление этого контура; R_n — эквивалентное нагрузочное сопротивление контура между точками $\alpha^{(1)}$ и $\alpha^{(2)}$;

0,5 — коэффициент связи контура с каждым транзистором, учитывает их частичное подключение так, что при полной симметрии схемы

$$U_c^{(1)} = U_c^{(2)} = U_c = 0,5U_H.$$

$$U_c = 0,5\rho I_{\text{конт}} = 0,25\rho Q_H(\dot{I}_{c1}^{(1)} + \dot{I}_{c1}^{(2)}) = 0,25R_H(\dot{I}_{c1}^{(1)} + \dot{I}_{c1}^{(2)}).$$

$$Z_{\text{экв}}^{(1)} = \dot{U}_c / \dot{I}_{c1}^{(1)} = 0,25R_H(1 + \dot{I}_{c1}^{(2)} / \dot{I}_{c1}^{(1)});$$

$$Z_{\text{экв}}^{(2)} = \dot{U}_c / \dot{I}_{c1}^{(2)} = 0,25R_H(1 + \dot{I}_{c1}^{(1)} / \dot{I}_{c1}^{(2)}).$$

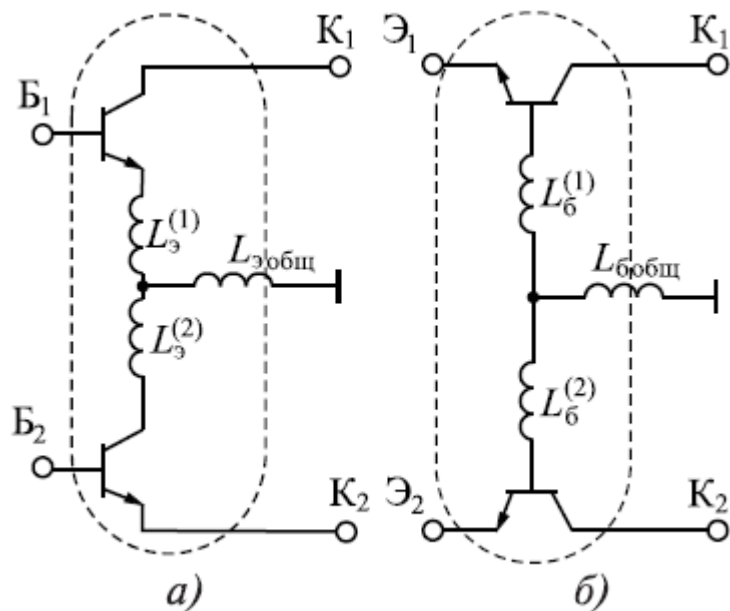
при полной симметрии в этой схеме эквивалентные сопротивления для обеих ЭП одинаковые

$$Z_{\text{экв}}^{(1)} = Z_{\text{экв}}^{(2)} = 0,5R_H,$$

т. е. в 4 раза меньше, чем при параллельном включении. При выходе из строя одного из транзисторов $Z_{\text{э}}$ для работающего, как и при параллельном включении, снижается в два раза: $Z_{\text{экв}} = 0,25R_H$

В транзисторной технике двухтактные УМ применяются очень широко, вплоть до построения всего РЧ тракта от возбuditеля до оконечного каскада передатчика по двухтактным схемам. На частотах ниже ≈ 100 МГц широко применяют двухтактные схемы с резистивной широкодиапазонной неперестраиваемой нагрузкой.

Двухтактное построение как узкодиапазонных УМ с ЦС на базе Г-, Т- и П-цепочек с $K_f = \omega_v/\omega_n$ до 1,6...1,8 на частотах от ≈ 100 МГц до ≈ 1 ГГц, так и широкодиапазонных упрощается с применением балансных транзисторов — биполярных при включении с ОЭ и ОБ и полевых при включении с ОИ. Балансный транзистор представляет два идентичных транзистора — две «половинки», размещенные в одном корпусе.



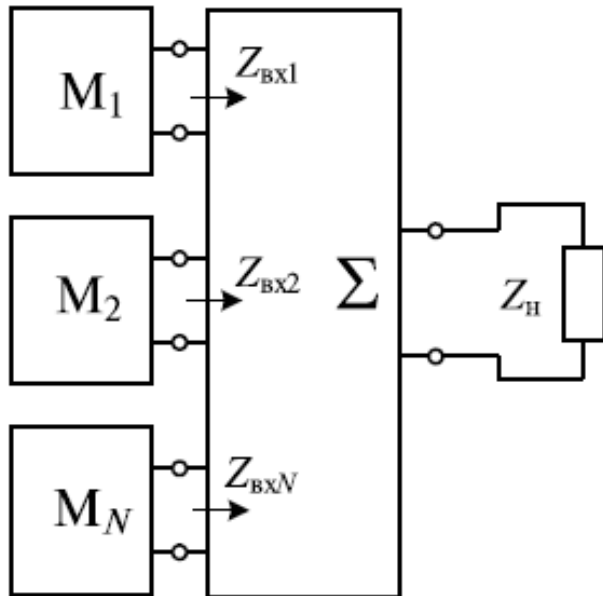
Поскольку материал и технологический процесс их изготовления общий, гораздо меньше разброс параметров и у них одинаковые зависимости этих параметров, в первую очередь, при изменениях температуры. Важное их преимущество — значительное уменьшение эквивалентных индуктивностей общих выводов (в 5...10 раз).

При хорошей симметрии всей схемы четные гармоники на выходе УМ могут быть дополнительно ослаблены на $-(20...30)$ дБ и более.

Мостовой метод сложения мощностей УМ

Мостовая схема обеспечивает взаимную электрическую развязку, т. е. независимую работу всех N УМ или модулей на общее нагрузочное сопротивление Z_H .

При взаимной электрической развязке каждый i -й УМ или модуль работает независимо от других на номинальное для него нагрузочное сопротивление. Режим работы каждого из них по РЧ может меняться вплоть до аварийного (выхода его из строя). При этом исключаются различные эффекты, связанные с неравномерным распределением эквивалентных нагрузок на отдельные УМ или модули. Отсюда достигается высокая надежность работы каждого из них.



УМ или модуль работает независимо от других на номинальное для него нагрузочное сопротивление.

Это имеет место только при балансе моста (все Сопротивления точно равны номинальным).
Иначе происходит разбаланс моста и появляется взаимное влияние модулей друг на друга.

Классификация мостовых схем:

- синфазные, противофазные и квадратурные мостовые схемы. Первые суммируют мощности источников, работающих с нулевым фазовым сдвигом ($\phi = 0^\circ$); вторые, соответственно, противофазные источники ($\phi = 180^\circ$), в частности мощности двух ЭП в двухтактных УМ; третьи со сдвигом по фазе на $\phi = 90^\circ$;
- суммирование N идентичных источников со сложением по току:

$$I_{\text{н}} = \sum_{i=1}^N I_i = NI_i; \quad U_{\text{н}} = U_i; \quad R_{\text{н}} = R_{\text{вх}i}/N$$

- и со сложением по напряжению:

$$U_{\text{н}} = \sum_{i=1}^N U_i; \quad I_{\text{н}} = I_i = NU_i; \quad R_{\text{н}} = NR_{\text{вх}i}.$$

- последовательное поэтапное суммирование по два большого числа ($N > 2$) идентичных источников, когда сначала суммируются два, а затем к ним добавляется другие пары.
- широкодиапазонные (на трансформаторах с магнитной связью или на согласованных отрезках линий (ТДЛ - Рутрофа), либо узкодиапазонные, выполненные на LC-элементах или на отрезках линий, определенной длины;

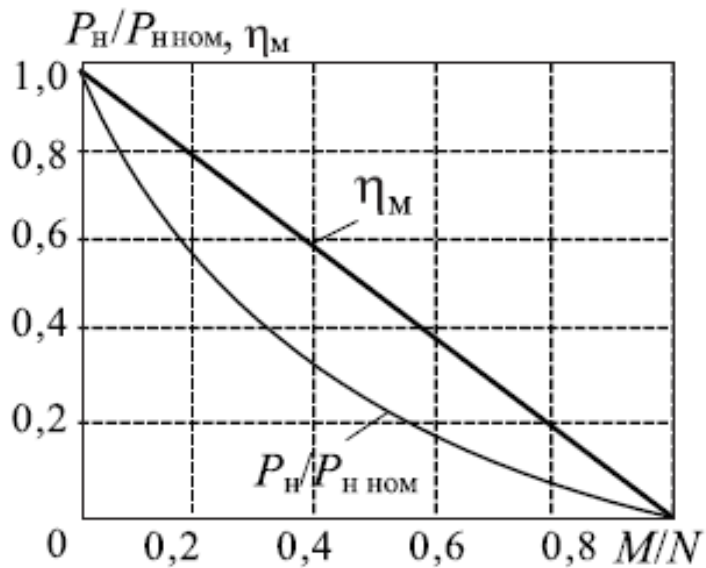
В состав мостовой схемы суммирования мощностей, обеспечивающей взаимную электрическую развязку источников, должны входить резистивные элементы (балластные сопротивления $R_{б,}$) в которых в случае нарушения номинального режима рассеивается часть мощности N источников (УМ).

Во-вторых, при неравенстве $\sum_{n=1}^N P_{вх n} \geq P_{н}$ важно не только непосредственное снижение мощности в нагрузке $R_{н}$, например, относительно номинальной $P_{н ном}$, равной $\sum_{n=1}^N P_{вх ном}$, но и оценка мощности, поступающей в балластные резисторы $\sum_{n=1}^N P_{бал i}$ и бесполезно там рассеиваемой. Перераспределение мощностей удобно оценивать КПД мостовой схемы сложения, представив его как

$$\eta_{м} = \frac{P_{н}}{\sum_{n=1}^N P_{вх n}} = \frac{P_{н}}{P_{н} + \sum_{i=1}^{N-1} P_{бал i}}.$$

Выход из строя M источников (аварийный режим) не нарушает работу остальных $N - M$ источников. Но мощность $P_{н}$ в $R_{н}$, уменьшается:

$$\frac{P_{н авар}}{P_{н ном}} = \frac{0,5 I_{н авар}^2 R_{н}}{0,5 I_{н ном}^2 R_{н}} = \left(\frac{N - M}{N} \right)^2 = \left(1 - \frac{M}{N} \right)^2.$$



$$\eta_M = \frac{P_{H \text{ авар}}}{P_{вх авар}} = 1 - \frac{M}{N}.$$

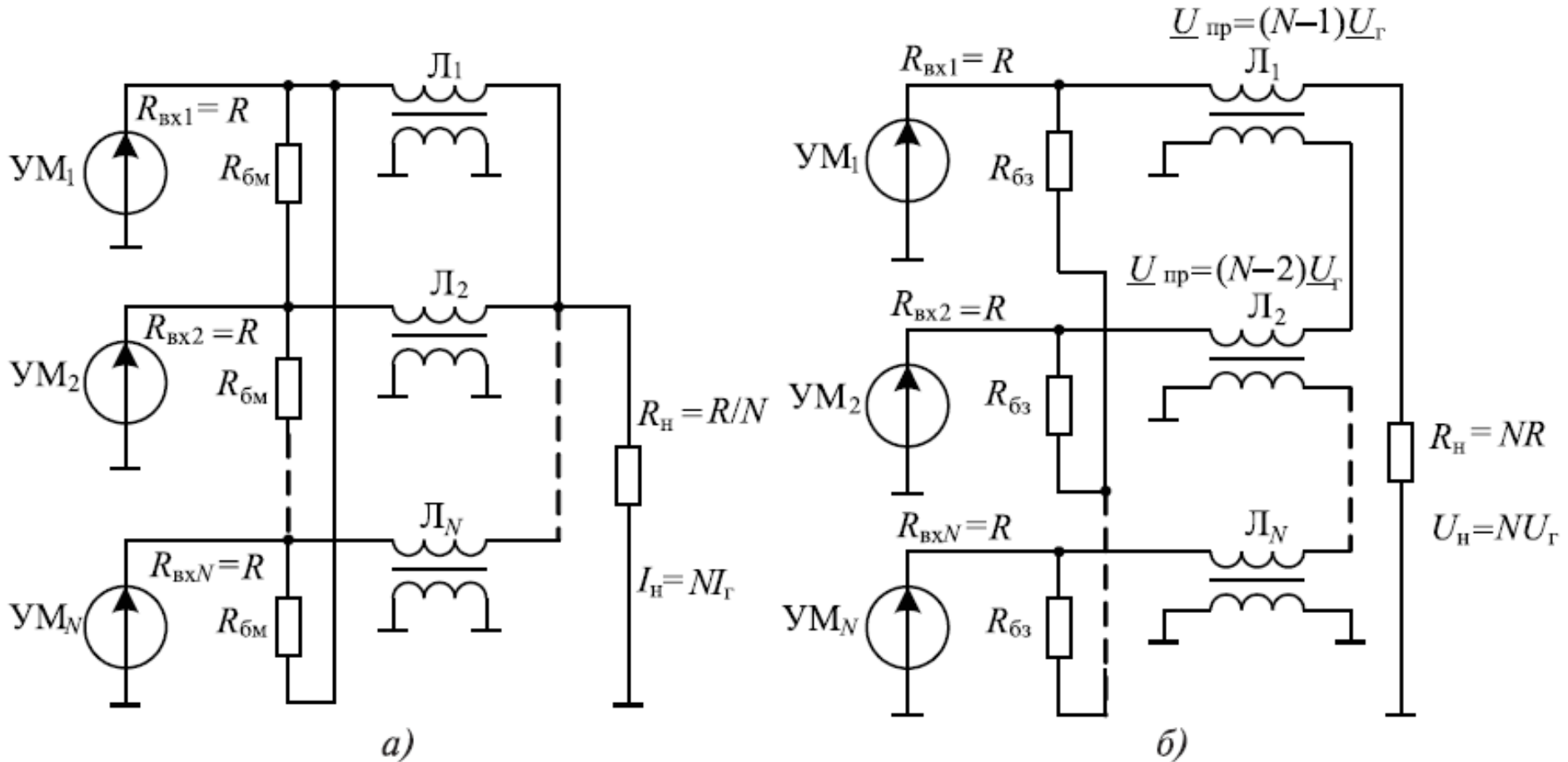
Для повышения надежности целесообразно строить мостовые схемы сложения по крайней мере для $N = 4-6$ и более идентичных источников. При этом в аварийной ситуации, когда выходит из строя один из них ($M = 1$), это не столь сильно снижает выходную мощность и КПД моста

Например, если допустима кратковременная работа с понижением мощности до 50 %, то достаточно, чтобы передатчик содержал четыре модуля ($N = 4$), поскольку $(1 - 1/4)_2 = 0,5625$.

Часто в передатчиках предусматривается схема обхода моста, когда исправный модуль коммутируется непосредственно на нагрузку. Поэтому мощность в нагрузке снижается всего в два раза до $0,5P_{H \text{ ном}}$. Обход моста позволяет избежать бесполезных потерь мощности в балластном сопротивлении и конструировать его на существенно меньшую рассеиваемую мощность.

Примеры мостовых схем для $N \geq 2$ идентичных УМ на трансформаторах-линиях ТЛ 1:1 со сложением по току (а) и по напряжению (б).

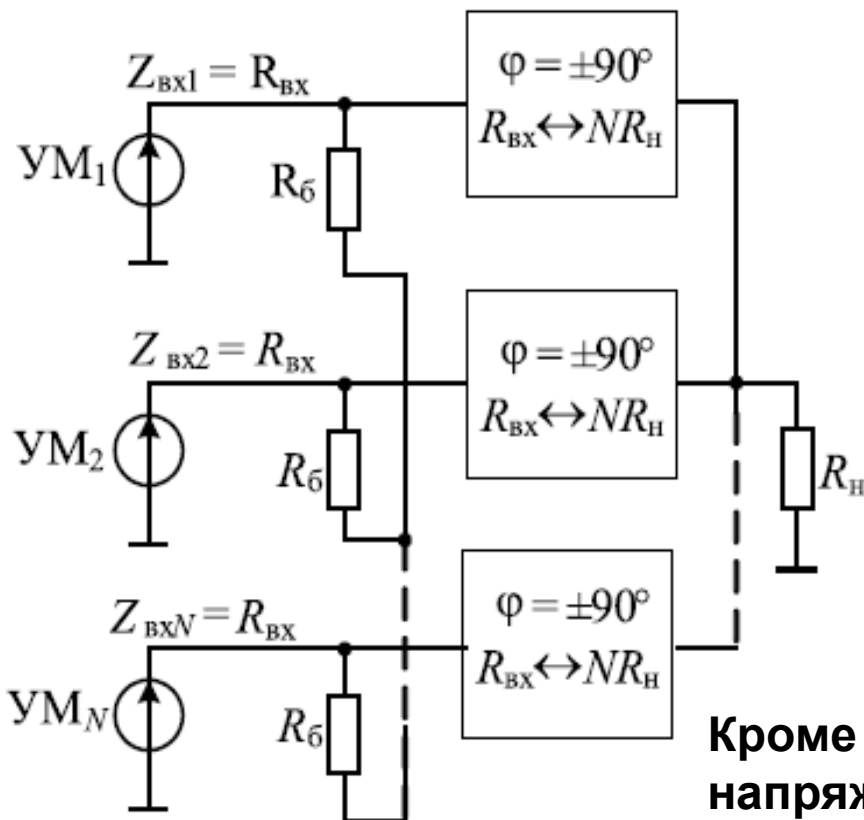
с включением R_6 по схеме многоугольника (а); с включением R_6 по схеме многолучевой звезды (б) ;



В схеме сложения по напряжению происходит повышение нагрузочного сопротивления ($R_H = NR_{BX}$), что очень важно при переходе от низкоомных транзисторных УМ к высокоомной нагрузке.

Схемы пригодны для больших нагрузочных сопротивлений (выше 10. . . 20 Ом) в диапазоне частот примерно от 0,1 до 1000 МГц при уровнях мощности до 10. . . 20 кВт.

В диапазонах ОВЧ, УВЧ и особенно СВЧ широко используются резонансные мостовые схемы (с коэффициентом перекрытия по частоте $K_f = \omega_{\text{в}}/\omega_{\text{н}}$ не более 1,05. . . 1,2) .



N идентичных синфазных источников напряжения $U_{\text{Г}i}$ с $R_{\text{Г}i} = 0$.

N «инверсных» четырехполюсников и N балластных резисторов $R_6 = R_{\text{ВХ}}$, включенных по схеме многолучевой звезды.

В 4-х полюсниках имеем сдвиг фаз на $+90^\circ$ или -90° и обратную инверсную трансформацию резистивных сопротивлений NR_H в $R_{\text{ВХ}}$ (NR_H – как в параллельном сложении).

Кроме того они преобразуют источники напряжения $U_{\text{Г}i}$ в эквивалентные источники тока $I_{\text{Г}i}$, которые подключаются параллельно к R_H .

Благодаря фазовым сдвигам $90^\circ + 90^\circ = 180^\circ$ напряжение, создаваемое любым источником на входе каждого i -го источника будет с той же амплитудой, но с противоположной фазой (т.е. нет взаимовлияния и обеспечивается независимая работа всех N источников друг от друга.)

Для фильтрации высших гармоник предпочтительнее применять инверсные четырехполюсники в виде ФНЧ (как в виде L- и C-элементов или в микрополосковом исполнении).

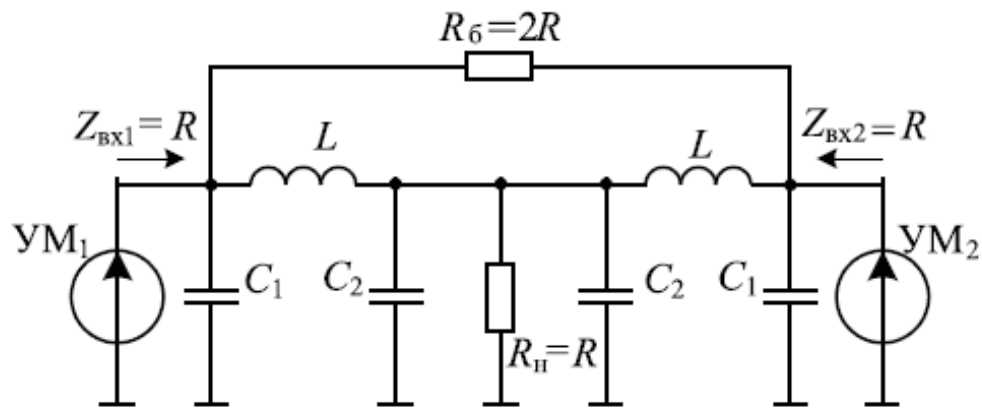
Для трансформации реактивные сопротивления X и волновое сопротивление $Z_{\text{в}}$ определяются как:

$$X = Z_{\text{в}} = \sqrt{NR_{\text{вх}}R_{\text{н}}}.$$

Чаще всего коэффициент трансформации четырехполюсников равным единице. Тогда:

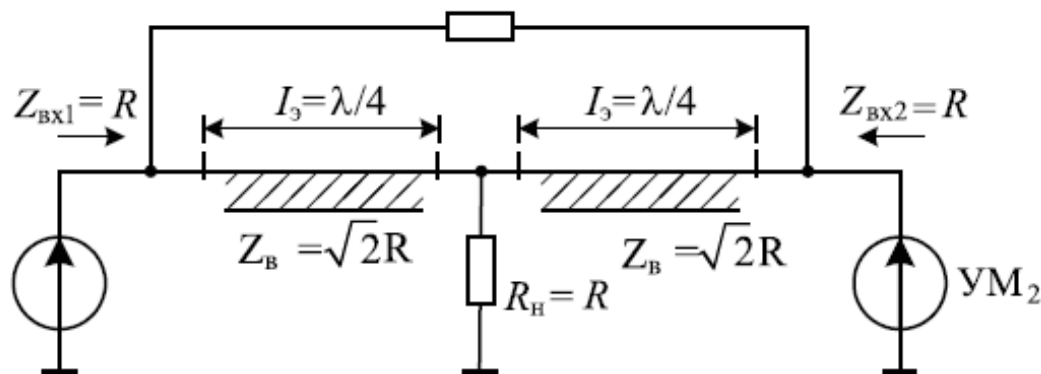
$$X = Z_{\text{в}} = R_{\text{вх}} = R_{\text{г}} \text{ и } R_{\text{н}} = R_{\text{вх}}/N.$$

Если такое снижение $R_{\text{н}}$ не желательно и требуется повысить $R_{\text{н}}$, то просто дополнительно ставят повышающий трансформатор.



а)

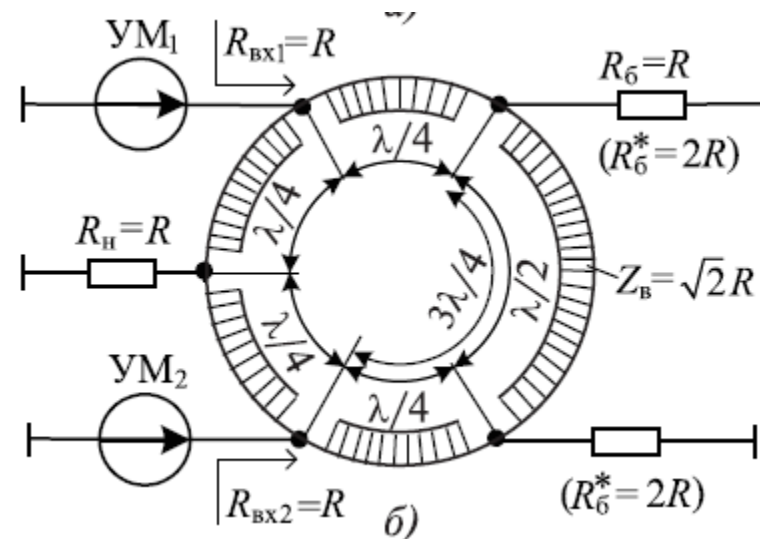
$$R_6 = 2R$$



б)

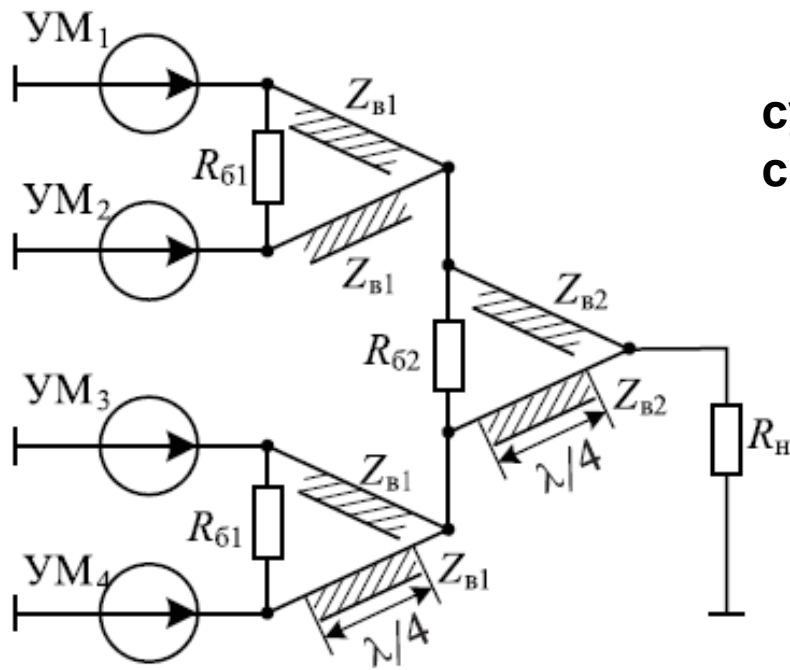
Практический пример схемы для суммирования мощностей двух ($N = 2$) синфазных одинаковых источников (УМ).

Для соединения R_6 с корпусом, что значительно упрощает его охлаждение, применяют схему гибридного кольца.



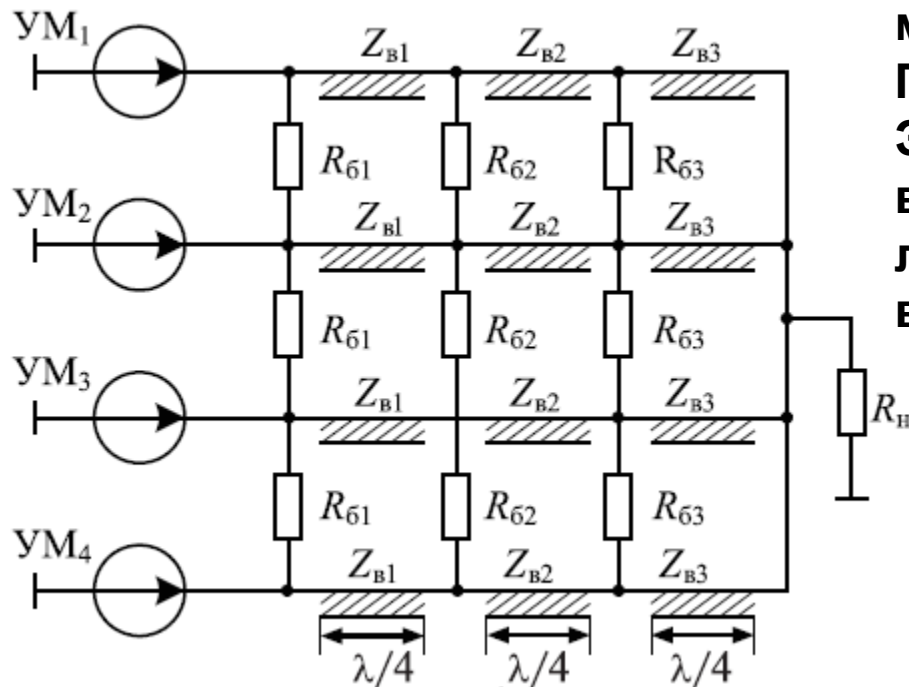
Для сложения мощностей при $N > 2$
суммирование по 2 (бинарные сумматоры)
с $N = 2; 4; 8; 16; \dots$

Пример для $N = 4$.



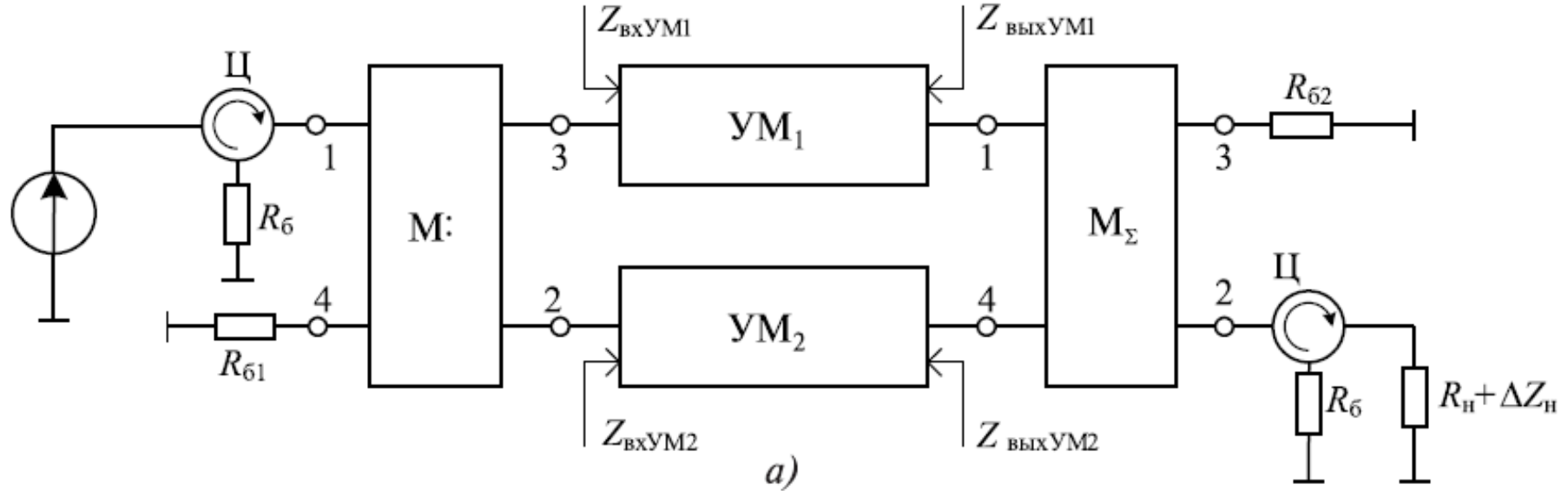
Полоса пропускания мостовых схем
 $\approx 3 \dots 5 \%$.

Для расширения полосы пропускания
до $10 \dots 30 \%$ используются более
сложные, но и более широкодиапазон-
ные схемы. Например,
многоступенчатые мостовые схемы.
Подбираются (рассчитываются на
ЭВМ) оптимальные значения
волновых сопротивлений отдельных
линий, число ступеней, а также
величины балластных резисторов



Тогда перекрытие по частоте может
достигать $K_f = 2 \dots 4$ и выше.
Но растут потери!

Квадратурные ($\phi = \pm 90^\circ$) мостовые схемы сложения и деления мощности.



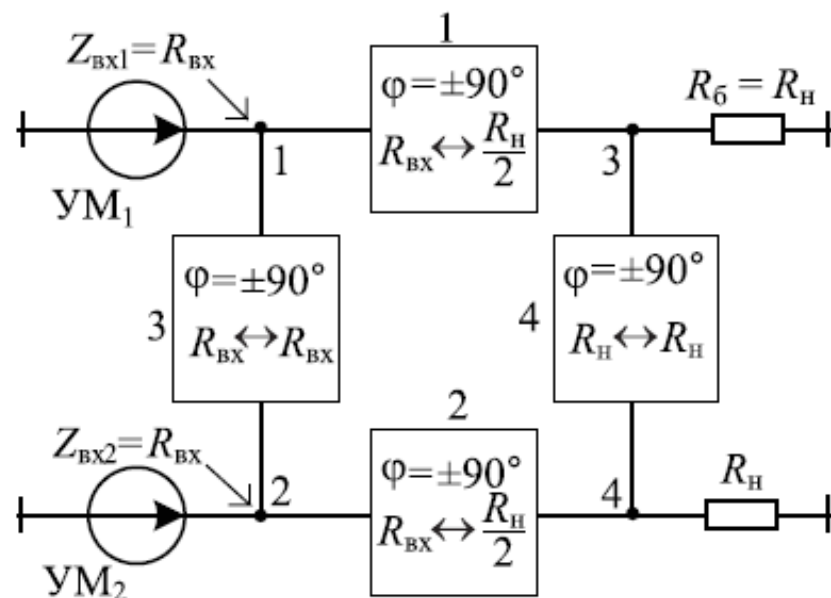
Основные преимущества применения квадратурных мостов:

1. Выходное сопротивление квадратурного моста сложения M_Σ постоянное и резистивное при любых, даже реактивных, но одинаковых выходных сопротивлениях Y_{M1} и Y_{M2} : $Z_{ВЫХ}(\omega) = R$ при $Z_{ВЫХ Y_{M1}}(\omega) = Z_{ВЫХ Y_{M2}}(\omega)$.
При появлении отраженного РЧ колебания со стороны нагрузки оно не поступает назад в Y_{M1} и Y_{M2} (1 и 4), а рассеивается в балластном резисторе R_{62}

2. Входное сопротивление квадратурного моста деления М:, т. е. нагрузочное сопротивление для УМ предыдущего каскада постоянное и резистивное при любых, даже реактивных, но одинаковых нагрузочных сопротивлениях — входных сопротивлениях УМ₁ и УМ₂: $Z_{BX}(\omega) = R$ при $Z_{BXUM1}(\omega) = Z_{BXUM2}(\omega)$.

Квадратурные мосты сложения (деления) мощности выполняются при одинаковых резистивных нагрузочных ($R_H = R_6$) и входных ($R_{BX1} = R_{BX2}$) сопротивлениях

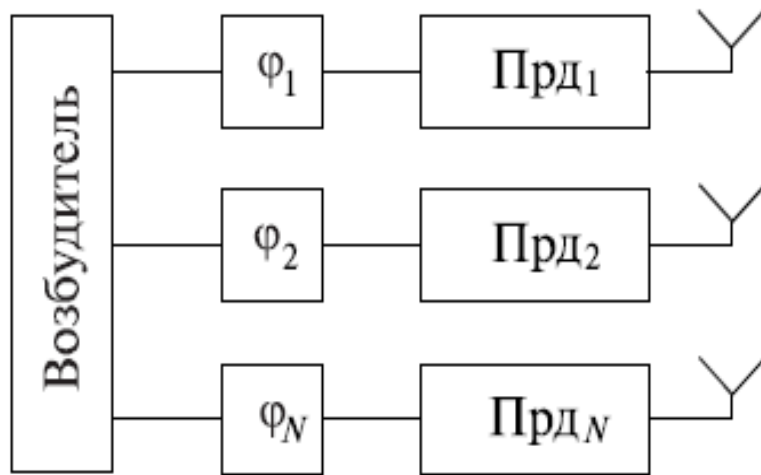
Структурная схема квадратурного моста сложения



Напряжение $U_{Г1}$ источника УМ₁ опережает напряжение $U_{Г2}$ источника УМ₂ по фазе на 90° .

РЧ колебания от обоих источников проходят через четырехполюсники по двум путям. При этом они суммируются в R_H и вычитаются в R_6 . И напряжение на одном из них отсутствует в точке подключения другого – баланс моста.

Сложение РЧ мощностей в пространстве



Каждый из передатчиков работает на свою антенну, а входные РЧ сигналы поступают от одного общего возбуждателя. Результирующая антенная система, состоящая из нескольких расположенных рядом антенн, обладает направленными свойствами, связанные с интерференцией излучаемых РЧ колебаний.

Изменяя фазы излучаемых РЧ колебаний, можно управлять положением максимума диаграммы направленности

Недостатки такого способа получения больших мощностей – массогабаритные показатели N антенн (особенно на низких частотах). Взаимное влияние отдельных передатчиков друг на друга со стороны их выходов (антенн). Оно проявляется в изменении сопротивления рядом расположенных антенн, что может приводить к изменению эквивалентных нагрузочных сопротивлений соответствующих передатчиков.

Для уменьшения влияния отдельных передатчиков друг на друга со стороны их выходов расстояния между антеннами должны быть по крайней мере не менее $0,5 \dots 0,7$ длины волны λ .

Активные фазированные антенные решетки

При построении РЛС иногда требуются РЧ мощности до нескольких МВт в непрерывном и до нескольких сотен МВт в импульсном режимах.

КПД мостовых устройств сложения не превышает 70. . . 80 %, и значительная часть мощности (20. . . 30 %) рассеивается в виде тепловых потерь, что требует дополнительного охлаждения. Кроме этого, создание фидерного устройства на такие большие уровни мощности – большая проблема.

Для решения этой проблемы используются активные *фазированные антенные решетки* (АФАР).

На входах модулей устанавливают фазовращатели, управляемые ЭВМ. Изменяя т.о. наклон фазового фронта излучаемых колебаний можно не только суммировать мощности всех модулей, но и одновременно изменять положение максимума диаграммы направленности АФАР, т. е. осуществлять электронное сканирование луча. КПД такого метода суммирования близок к 100 %

Например, самолетная АФАР имеет в своем составе примерно 1500. . . 2000 передающих модулей, размещенных в апертуре с диаметром около 1 м. Суммарная средняя мощность, излучаемая АФАР, составляет 5. . . 10 кВт.

Из-за высокой плотности размещения передающих модулей в АФАР существенной проблемой становится отвод тепла от транзисторных УМ, их охлаждение. Повышение КПД – важнейшая проблема. Высокая надежность АФАР связана с тем, что выход из строя до 5. . . 10 % модулей не приводит к отказу всей РЛС, а только снижает уровень излучаемой мощности и несколько ухудшает диаграмму направленности АФАР.

Разработка современных АФАР является крайне актуальной задачей т.к. суммирование РЧ мощности в пространстве имеет целый ряд неоспоримых преимуществ перед другими методами (не только для РЛС, но и систем связи, особенно космической).