УДК 621.375.

В.А. Суторихин

Анализ модифицированных схем балансного типа

Рассмотрено матричное представление схем сложения балансного типа со свойством подачи входного сигнала не только на вход, но и на выход каждого усилительного элемента. Показана объективная связь свойства «золотого сечения» со свойством получения увеличенного КПД усилителя.

Ключевые слова: матрица активности, собственные числа, подача сигнала на вход и выход усилителя, «золотое сечение», сложение отраженных сигналов.

Современные средства мобильной связи строятся с использованием сложных схем выходных усилителей мощности. Используется «обратная связь вперед», резко снижающая внеполосные излучения при цифровой форме кодирования. Причем выходной КПД усилителя мощности такого устройства, не превышающий 35–40%, снижается до 20–25% за счет использования дополнительных усилителей в цепи «обратной связи вперед» [1].

Таким образом, энергетические ресурсы мобильных средств связи в значительной части используются для подавления внеполосных излучений, сокращая и без того малый запас мощности блока питания, время непрерывной работы.

Представленная работа посвящена теоретическому анализу возможных вариантов схем СВЧ усилителей, имеющих повышенный КПД. В отличие от широко известных, рассматриваются схемные решения с подачей входного сигнала не только на входные, но и на выходные полюса усилительных элементов (УЭ). Такой вариант схемы вытекает из теоретически обоснованного свойства полного использования активных свойств УЭ, достижения максимального КПД. Специалистам известно, что реализация усилителей мощности невозможна без использования принципа сложения, применения нескольких идентичных УЭ, в работе анализируются схемы сложения мощности, зависимость выходных параметров схемы от числа УЭ.

В настоящее время хорошо изучены схемы сложения мощности балансного типа, проведен анализ усилительных, мощностных и шумовых параметров схемы [2–5]. Особенностью представленного анализа является математическая запись условия подачи входного сигнала (многополюсником делитель – D) со взаимно развязанных выходных полюсов на входные, взаимно развязанные пары полюсов нескольких УЭ (в многополюсник усилителей – N), при суммировании выходных мощностей (многополюсником сумматор – M) взаимно развязанных выходов N в одной полезной нагрузке (выходе M), кроме того предполагается, что отдельные УЭ развязаны между собой в многополюснике N.

Известно, что независимо от числа отдельных УЭ (числа пар полюсов N), схемы балансного типа реализуют коэффициент усиления, который не зависит от числа УЭ и не превышает коэффициента усиления одиночного УЭ. Причем может быть практически реализован режим, близкий к полному сложению всех мощностей с выходов УЭ, несмотря на то, что условие развязки пар полюсов делителя и сумматора невозможно реализовать без использования балластных (развязывающих) резисторов [6, 8].

Настоящая работа содержит анализ более сложных вариантов схем сложения мощности, а именно, схем с подачей сигнала на входные и выходные полюса УЭ многополюсника N одновременно, при сложении всех отраженных сигналов от входов и выходов в одной полезной нагрузке.

Экстремальный коэффициент усиления схемы можно найти на основе отношения Рэлея [10], определяющего степень «активности» [6, 7]. Отношение Рэлея – математическая запись экстремальных коэффициентов передачи мощности с учетом всех полюсов всех усилительных элементов, входящих в устройство. С учетом полной развязки отдельных усилительных элементов многополюсника N, согласования выходных полюсов делителя, входных – сумматора, матрица активности (эрмитовская матрица) [6, 7] всего соединения:

$$\mathbf{S}^*_{R(ba)}\mathbf{S}_{R(ba)}=\mathbf{S}^*_{D(ba)}\left[\mathbf{S}^*_{N(ba)}\mathbf{S}_{N(ba)}\right]\mathbf{S}_{D(ba)}\,,$$

где $\mathbf{S}_R$ – результирующая матрица параметров рассеяния; $\mathbf{S}_D$ – матрица S-параметров многополюсника делителя, сумматора D; $\mathbf{S}_N$ – матрица S-параметров многополюсника усилительных элементов N; * – операция сопряжения и транспонирования – $S \Rightarrow S^*$.

Эрмитовская матрица «активности» $\left(\mathbf{S}_R^*\mathbf{S}_R\right)$, полученная из $\mathbf{S}_{R(ij)}$ – матрицы, может быть представлена в виде произведения трех матриц:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{S}^*_{D(ba)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}^*_{M(ba)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left|\mathbf{S}_{N(aa)}\right|^2 + \left|\mathbf{S}_{N(ba)}\right|^2 & \mathbf{S}^*_{N(aa)}\mathbf{S}_{N(ba)} + \mathbf{S}^*_{N(ba)}\mathbf{S}_{N(bb)} \\ \mathbf{S}^*_{N(ab)}\mathbf{S}_{N(aa)} + \mathbf{S}^*_{N(bb)}\mathbf{S}_{N(ba)} & \left|\mathbf{S}_{N(ab)}\right|^2 + \left|\mathbf{S}_{N(bb)}\right|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{D(ba)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_{M(ba)} \end{bmatrix},$$

Согласно закону конгруэнтности (для эрмитовских матриц) собственные числа (экстремальные коэффициенты передачи мощности) средней матрицы, содержащей блоки $\mathbf{S}_N$, равны собственным числам всей матрицы активности $\mathbf{S}^*_{R(ba)}\mathbf{S}_{R(ba)}$ [10]. В свою очередь, экстремальные коэффициенты передачи мощности представляют собой коэффициенты передачи при максимальном использовании «активных свойств» усилительных элементов, максимальном значении коэффициента преобразования мощности внешнего источника энергии в мощность выходного сигнала [6,7]. Он находятся из матричного уравнения:

$$\left[\mathbf{S}^*_{R(ba)}\mathbf{S}_{R(ba)} - \lambda\mathbf{E}\right] = \mathbf{0} \text{ или } \left[\mathbf{S}^*_{N(ba)}\mathbf{S}_{N(ba)} - \lambda\mathbf{E}\right] = \mathbf{0},$$

где $\lambda\mathbf{E}$ – диагональная матрица собственных чисел λ.

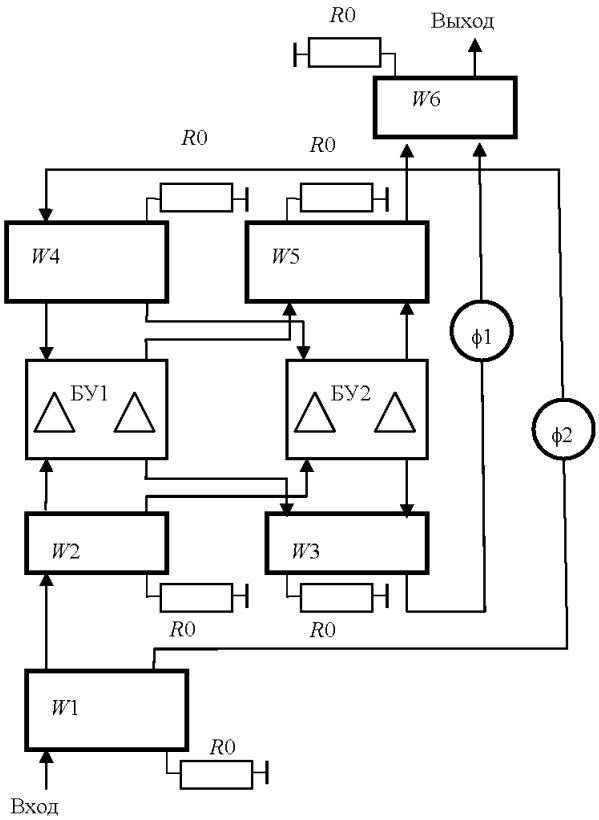

Рис. 1. Схема Г. Сейдела: $R0$ – балластные резисторы; $W1,6$ – направленные делители; $W2$–5 – трехдецибельные НО; БУ1,2 – балансные усилители

В общем случае это сложная задача, однако здесь можно воспользоваться некоторыми упрощениями, принятыми вначале, а именно предположить идентичность всех УЭ, составляющих многополюсник-усилитель.

Как будет показано анализом, такие варианты схем (рис. 1) относятся к схемам балансного типа, но имеют коэффициент усиления иной, чем у классической схемы, экстремальный коэффициент активности, коэффициент полезного действия (КПД). Но, как и в обычной схеме балансного типа, результирующий коэффициент усиления не зависит от числа УЭ. Для определенности пусть эти варианты схем называются модифицированными.

Первым вариантом модифицированных схем сложения балансного типа, в которых сигнал возбуждения подается не только на входы, но и на выходы УЭ, служит схема, предложенная Гарольдом Сейделом (Harold Seidel) [9]. Она содержит два балансных усилителя (БУ), объединенных по входам и выходам пассивными взаимными многополюсниками. Изменив нумерацию полюсов в этой схеме (до подключения входного делителя $W1$, выходного сумматора $W6$), несложно записать $\mathbf{S}$-матрицу такого соединения на центральной частоте, обозначив ее $\mathbf{S}_N$ (матрица многополюсника-усилителя):

$$\mathbf{S}_{N(aa)} = [\mathbf{0}], \quad \mathbf{S}_{N(bb)} = [\mathbf{0}], \tag{1}$$

$$\mathbf{S}_{N(ba)} = \begin{bmatrix} 0 & -S_{11} & 0 & -S_{12} \\ -S_{11} & 0 & -S_{12} & 0 \\ 0 & -S_{21} & 0 & -S_{22} \\ -S_{21} & 0 & -S_{22} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}_{N(ab)} = \begin{bmatrix} 0 & -S_{11} & 0 & -S_{12} \\ -S_{11} & 0 & -S_{12} & 0 \\ 0 & -S_{21} & 0 & -S_{22} \\ -S_{21} & 0 & -S_{22} & 0 \end{bmatrix}, \tag{2}$$

где $S_{(ij)}$ – соответствующие S-параметры единичного УЭ. Знак «минус» получился в результате фазового набега в трехдецибельных НО ($W2...W5$) (см. рис. 1).

Дополнив схему входным $W1$ и выходным $W6$ согласованными взаимными многополюсниками, получаем схему балансного типа. Поскольку все УЭ развязаны между собой, каждый отдает мощность в одну нагрузку.

Определитель результирующей матрицы активности (эрмитовской) этого усилителя следует приравнять нулю для нахождения экстремальных коэффициентов усиления. Для схемы Сейдела с учетом (1), (2) можно записать уравнение в виде полинома четвертой степени:

$$\left(\left(|S_{11}|^2+|S_{21}|^2-\lambda\right)\left(|S_{12}|^2+|S_{22}|^2-\lambda\right)-\left|S_{12}^*S_{11}+S_{22}^*S_{21}\right|^2\right)^4=0\,.$$

Очевидно, четвертая степень сокращается, и решение для всего устройства будет содержать только 2 собственных числа. Следовательно, собственные числа матрицы $S_N^*S_N$, которые являются экстремальными коэффициентами передачи, не зависят от числа УЭ (при условии их идентичности).

$$\lambda^2-2\lambda A+C=0,\lambda=A\pm\sqrt{A^2-C}\,. \qquad (3)$$

где $A=\left(|S_{11}|^2+|S_{12}|^2+|S_{21}|^2+|S_{22}|^2\right)/2$; $C=(|S_{11}|^2+|S_{21}|^2)(|S_{12}|^2+|S_{22}|^2)-\left|S_{12}^*S_{11}+S_{22}^*S_{21}\right|^2$.

Следовательно, модифицированная схема сложения балансного типа, при использовании любого числа одинаковых УЭ, не зависит от числа *n,* не является функцией числа УЭ.

В работе Г. Сейдела [9] представлены аналитические выражения, позволяющие определить изменение коэффициента усиления одиночного УЭ при использовании модифицированной схемы сложения. Они записаны здесь в виде (3). Полагая УЭ согласованным по входу и выходу $S_{11}=0,\ S_{22}=0$ (при нулевых коэффициентах отражения), из (3) находим λ_0:

$$\lambda_0=\frac{|S_{21}|^2+|S_{12}|^2\pm\left(|S_{21}|^2-|S_{12}|^2\right)}{2},\ \lambda_{0(1)}=|S_{21}|^2,\lambda_{0(2)}=|S_{12}|^2.$$

Результат указывает на то, что коэффициент усиления в этом случае равен прямому $|S_{21}|^2$ или обратному $|S_{12}|^2$ коэффициентам передачи одиночного УЭ. Модифицированная схема балансного типа становится обычной схемой балансного сложения. Входной делитель $W1$ и выходной сумматор $W6$ вырождаются в согласованные четырехполюсники. Результат понятен и объясним. Если усилительные элементы согласованы с генератором и нагрузкой, невозможно изменить (увеличить) их активность.

Специалистам известно, что на практике такие УЭ встречаются крайне редко. Обычно приходится использовать рассогласованные УЭ, для которых входные и выходные коэффициенты отражения S_{11}, S_{22} весьма близки к единице по модулю. Именно для этого случая предложенная модифицированная схема сложения оказывается полезной.

При максимальных коэффициентах отражения $|S_{11}|=1,\ |S_{22}|=1$, ограничении обратного коэффициента передачи $S_{12}=0,$ с целью сохранения устойчивости, можно записать:

$$\lambda_{\max}=1+|S|_{21}\frac{(|S|_{21}+\sqrt{(|S_{21}|-2)^2+4|S_{21}|}}{2},\ \lambda_{\min}=1+|S|_{21}\frac{(|S|_{21}-\sqrt{(|S_{21}|-2)^2+4|S_{21}|}}{2}\,. \qquad (4)$$

Пусть УЭ имеет значение $|S_{21}|$ целых чисел 1, 2, 3, 4...

Тогда с погрешностью менее 0,5 дБ (до n = 10) можно записать значение результирующего коэффициента усиления мощности всей схемы в виде функции

$$\lambda_{\max(n)}=1+(F_{n-1}+n)(\frac{1+\sqrt{5}}{2})\,, \qquad (5)$$

где F_{n-1} – величина функции для предыдущего значения n ($F_{n-1}=0$ для n = 1, $F_{n-1}=1$ для $n=2$). Полуэмпирическое значение $\lambda_{\max(n)}$ для целых величин $|S_{21}|$ (5) явно содержит множитель, называемый «золотым сечением» $(\frac{1+\sqrt{5}}{2})$, что вызывает интерес и позволяет сделать некоторые выводы.

Важным является факт, не замеченный первым автором схемы, но существующий как некоторая закономерность в окружающей нас природе. Это отношение чисел Фибоначчи

$$\frac{1+\sqrt{5}}{2} = 1{,}618\ (2{,}1\ \text{дБ}), \qquad (6)$$

известное уже древним грекам как «золотое сечение» [10, 13, 14]. Именно это отношение оказывается реализованным в модифицированной схеме, объединяя распространенное в природе свойство с условием реализации схемы сложения мощности при увеличенном (экстремальном) КПД. Интерес вызывает необычная функциональная зависимость результирующего коэффициента усиления мощности $\lambda_{\max(n)}$ от величины $|S_{21}|$ УЭ. Действительно, если для известных усилителей зависимость является квадратичной

$$K_p = F(\omega)|S_{21}|^2,$$

где $F(\omega)$ – функция частоты, включающая импедансы генератора и нагрузки, то для модифицированных схем она отличается от квадратичной, особенно при малых значениях $|S_{21}|$ (5). Кроме того, даже при полном отсутствии усиления $|S_{21}| = 0$ коэффициент передачи остается единичным. Вся входная мощность поступает на выход за счет отражения от УЭ.

Особенность результата заключается в одновременной реализации нескольких положительных свойств модифицированной схемы сложения: получение полного согласования со входа и выхода (1), (2), при одновременном увеличении коэффициента усиления, выходной мощности, КПД, без ограничения рабочей полосы частот в рамках возможной реализации частотных свойств делителей, сумматоров, без ограничения выходной мощности по числу активных УЭ, что следует из математического выражения матрицы активности.

Получение коэффициента усиления, кратного 2,1 дБ, при использовании УЭ, рассогласованных по входу и выходу, имеющих нулевой обратный коэффициент передачи, не является чем-то особенным. С помощью трансформаторов импеданса всегда можно реализовать необходимое усиление, за счет отрицательной обратной связи получить необходимый коэффициент передачи (изменив параметры функции $F(\omega)$), выполнить согласование со входа или выхода). Но реализовать увеличенный КПД в этом случае довольно проблематично. Часть мощности будет потрачена на само согласование. Мало того, любая трансформация импеданса всегда ограничивает рабочую полосу частот (ограничения Фано–Боде), отрицательная обратная связь снижает динамический диапазон (выходную мощность), наконец требует дополнительных цепей деления, сложения для параллельного включения усилительных элементов при получении заданного уровня выходной мощности.

Перечисленные особенности рассмотренной схемы выгодно отличают ее от широко известных схемных решений. Автор полагает, что существующая в природе закономерность в виде отношения чисел Фибоначчи, замеченная во множестве приложений в ботанике, биологии, физике [11–14], не случайно проявила себя в области усилительной техники. На первый взгляд практическое использование рассмотренной схемы не целесообразно. Уже созданы, широко используются иные схемные решения. Однако известно, что существующие УЭ всегда имеют коэффициент отражения от входа и выхода, отличный от нуля. Согласование, при некоторых ограничениях по полосе, оптимальности сопротивления нагрузки или генератора, требует применения специальных цепей. Возможности единичного УЭ всегда ограничены по мощности, требуют использования схемных решений с параллельным объединением одинаковых усилителей меньшей мощности.

Рассмотренное схемное решение не имеет большинства ограничений, отмеченных выше, причем сразу предполагает использование рассогласованных УЭ в схеме параллельного сложения, реализует увеличенный коэффициент преобразования энергии источника питания в энергию усиленного сигнала (КПД). Такое объяснение вытекает из анализа работы и математического решения в рамках заданных ограничений.

Автор статьи предлагает по-иному рассмотреть свойство «золотого сечения» в свете сделанных выводов, а именно, добавить к известным свойствам свойство реализации экстремума по КПД при преобразовании одного вида энергии в другой.

Применительно к радиотехнике полученный результат не ограничивается очевидными утверждениями увеличения КПД, но позволяет по-иному оценить тот путь – направление развития одиночных УЭ, который указывает математическое решение.

Становится не только понятным, но и практически обоснованным использование рассогласованных УЭ: таких как биполярные транзисторы в схеме с общей базой, полевые в схеме с общим истоком.

Одиночный усилительный элемент в своем схемном решении, топологии, конструкции должен стремиться к реализации предельных коэффициентов отражения по входу и выходу при минимальном коэффициенте обратной связи:

$$|S_{11}|=1, |S_{22}|=1, |S_{21}|>1, |S_{12}|\cong 0, \quad (7)$$

а сам коэффициент усиления может быть получен не только использованием резонансных – сосредоточенных цепей для единичного УЭ, но и объединением нескольких УЭ в модифицированную схему балансного типа при использовании цепей с распределенными параметрами (делителей, ответвителей, фазовращателей).

Анализ можно продолжить – более тщательно рассмотреть процесс отражения сигнала от выходных полюсов УЭ. Придется учесть влияние этой мощности на выход каждого УЭ, вырабатывающего свой сигнал. Эта операция уже была выполнена в прошлом и привела к понятию «ощущаемое сопротивление» [15]. Короткий объем статьи не позволяет автору продолжить такой анализ. Он покажет, что не все так просто, есть некоторые ограничения физического характера, которые не позволяют однозначно рекомендовать схемное решение модифицированного усилителя балансного типа для практического применения, получать с его помощью экономически обоснованные практически полезные устройства. В рамках данной статьи автор с помощью простых методов математического анализа (линейной алгебры) пытался показать, что параметры известной схемы сложения, отличающейся свойствами передачи сигнала не только на входные, но и на выходные полюса УЭ, оказываются связаны соотношением «золотого сечения».

Выводы. Приведенный анализ параметров модифицированной схемы сложения показывает, что хорошо известная схема сложения, при некоторой доработке схемного решения, может изменить взгляд специалиста о своих возможностях. Действительно, используя полностью рассогласованный УЭ, имеющий коэффициенты отражения по входу и выходу, близкие к единице (что практически соответствует параметрам рассеяния схемы включения ОБЩАЯ БАЗА и ОБЩИЙ ИСТОК), можно получить практически полезные результаты по усилению и КПД. Кроме того, вся схема оказывается полностью согласованной по входу и выходу, что подчеркивал ее первый автор.

Применение описанной схемы для повышения КПД выходных каскадов усилителей мощности средств мобильной связи может оказаться полезным, кроме того, при соответствующей доработке возможно подавление внеполосных излучений, как и в схемах «обратной связи вперед».

Использование предложенной схемы на практике в настоящее время крайне затруднено, поскольку нет возможности разработать усилительный элемент, удовлетворяющий заданным идеальным требованиям по коэффициентам отражения, обратному коэффициенту передачи и увеличенному статическому параметру выходной цепи усилительного элемента. Отечественные технологии значительно отстают от зарубежных, а уже имеющиеся серийные варианты полевых транзисторов позволяют не тратить время на разработку специальных усилительных элементов. По мнению автора, некоторые схемные решения, предлагаемые ранее известным исследователем И.А. Сусловым, могли бы использоваться в описанных теоретически модифицированных схемах балансного типа. Однако это уже другая задача, которая не рассматривается в данной работе.

Автор хотел бы подчеркнуть, что представленная для анализа схема не исчерпывает всех возможностей схем сложения, не затрагивает схем направленного сложения (распределенного усиления). Но даже это небольшое исследование позволило найти скрытое ранее свойство «золотого сечения» в радиотехнике, при усилении ВЧ- и СВЧ-сигналов.

Литература

1. Cho K.-J. Linearity Optimization of a Yigh Power Dohtrty Amplifier Based on Post-Distortion Compensation / Kyong-Joon Cho, Wan-Jong Kim, and Shwn P. Stapleton // Microwave and Wireless Components Letters. – November 2005. – №11. – P. 748–750.

2. Алыбин В.Г. СВЧ-устройства со сложением мощностей полупроводниковых приборов: обзор / В.Г. Алыбин, И.В. Лебедев // Известия вузов. Сер. Радиотехника. – 1979. – № 10. – С. 17–27.

3. Березиков С.В. Балансные усилители на полосковых линиях / С.В. Березиков, Г.В. Петров // Элементы радиоприемных устройств (Таганрог). – 1978. – № 2. – С. 175–178.

4. Петров Г.В. Анализ шумовых свойств ГИС балансных усилителей / Г.В. Петров // Микроэлектроника. – 1979. – Т. 8, вып. 2. – С. 131–140.

5. Энгельбрехт Р. Транзисторный усилитель на 4 ГГц / Р. Энгельбрехт // СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение / пер. с англ. под ред. В.С. Эткина. – М.: Мир, 1972. – С. 637–643.

6. Катушкина В.М. Об эффективности мостового метода сложения мощностей ВЧ-генераторов / В.М. Катушкина, З.М. Модель // Радиотехника. – 1973. – Т. 28. – № 5. – С. 63–67.

7. Катушкина В.М. Мостовые схемы сложения мощностей любого числа УКВ генераторов и передатчиков / В.М. Катушкина, З.М. Модель // Электросвязь. – 1969. – № 7. – С. 15–25.

8. Петров Г.В. Влияние разброса параметров согласующих цепей и активных элементов на характеристики ГИС балансных усилителей // Микроэлектроника. – 1979. – Т. 8, вып. 2. – С. 131–140.

9. PAT. №3 857 106 US, H03 F 3/60. Amplifier with N-port signal excitation / Harold Seidel. – Dec. 24, 1974. – 4 p.

10. Кузнецов Ю.А. Линейная алгебра / Ю.А. Кузнецов, Д.М. Фраге. – М.: Мир, 1980. – 454 с.

11. Сенсационная информация: экспериментальное доказательство проявления Золотого Сечения в квантовом мире [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://neurocomp.ru/2010/03/25/sensacionnaya-informaciya-eksperimentalnoe-dokaza-telstvo-proyavleniya-zolotogo-secheniya-v-kvantovom-mire, свободный (дата обращения: 25 марта 2010 г.).

12. Bergman G. A number system with an irrational base // Mathematics Magazine. – 1957. – № 31. – P. 98–119.

13. Газарян К.Г. Биология индивидуального развития животных / К.Г. Газарян, Л.В. Белоусов. – М.: Высшая школа, 1983. – 288 с.

14. Золотое сечение / Виктор Лаврус [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://n-t.ru/tp/iz/zs.htm, свободный (дата обращения: 15 марта 2000 г.).

15. Кулешов Ю.Г. Коэффициент полезного действия при распределенном усилении // Труды Таганрогского радиотехнического института. – 1958. – Т. 2. – С. 19–22.

Суторихин Владимир Анатольевич
Гл. инж. ООО «ДИАД», г. Томск
Тел.: 8-913-824-40-39
Эл. почта: wind@mail.tomsk.ru

Sutorihin V.A.
Analysis of modified balanced type schemes

The present article is concerned with matrix presentation of schemes of addition of the balanced type and the feature of sending an input signal to output of each amplifier element as well.
The objective connection of a «golden section» characteristic with the characteristic of getting a maximum coefficient of efficiency.
Keywords: matrix of activity, eigen values, sending a signal to amplifier input and output, addition of reflected signals, «golden sections», coefficient of efficiency.