

Посвящается И.И. Белополюскому и К.П. Собинову

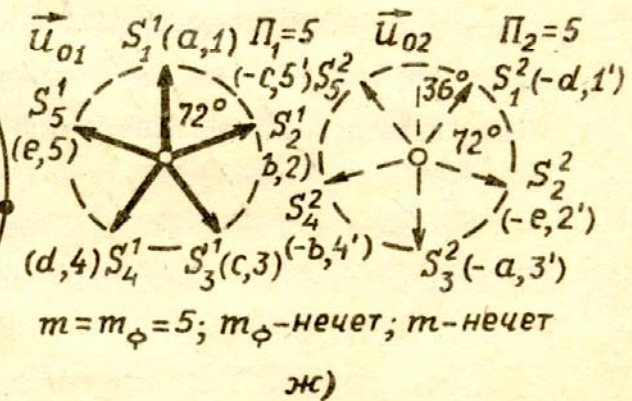
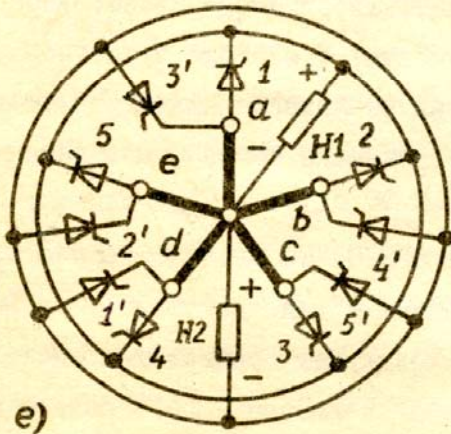
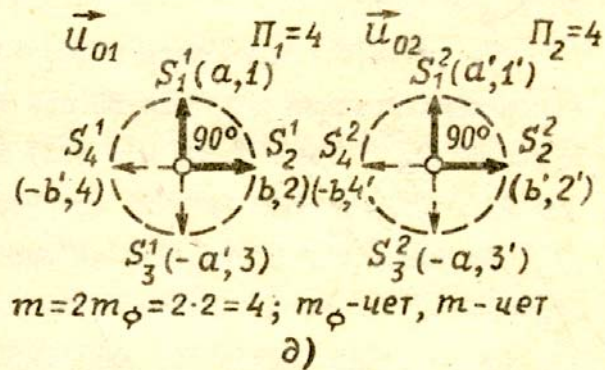
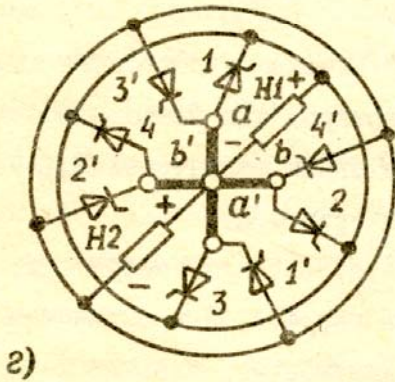
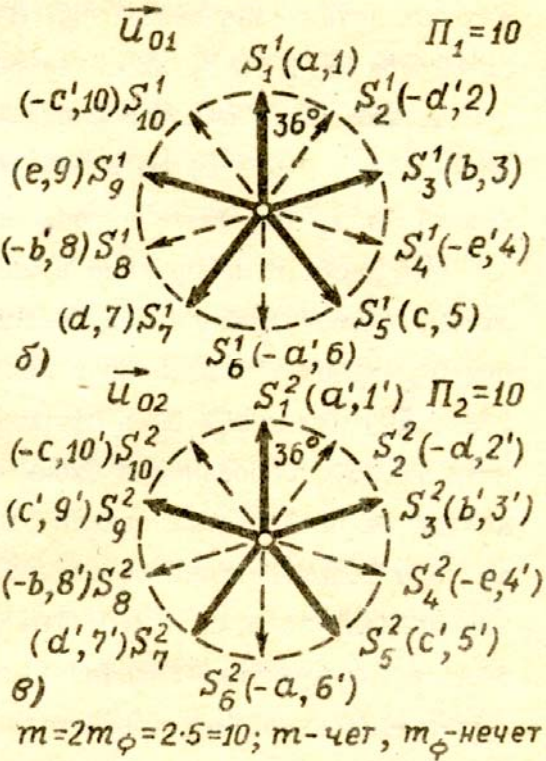
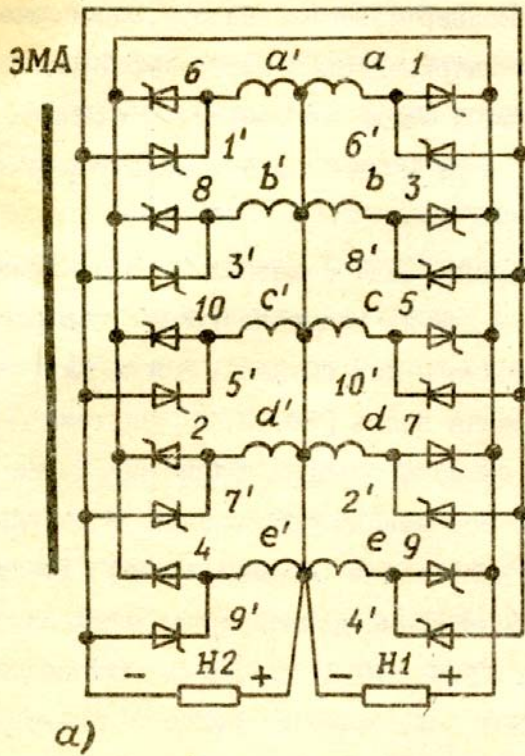


Рис. 4

$m = 2m_\phi \neq m_\phi$, а, кроме того, не только при любых нечетных, но и любых четных значениях m_ϕ . Насколько известно автору, бистворчатые схемы при $m_\phi \neq 1 \vee 3$, $m > 3$ не рассматривались в литературе, особенно при четных m_ϕ . Некоторое применение нашли простейшие схемы с m_ϕ -нечет: $m_\phi = 1$, $m = 2$ и $m_\phi = m = 3$, но и они не изучены должным образом, тем более не описаны.

На рис.4,а изображена в монтажном виде 5-фазная бистворчатая схема, иллюстрирующая как частная одна из подмножества реализаций при m_ϕ -нечет. Схема нова и применима в тех случаях, когда уже есть [38...50] или может быть сформирована вновь [30,35,46] система из пяти ФС ЭДС. Особенность схемы – наличие отвода от средней точки в каждой из пяти фазных секций ЭДС. Все отводы объединены, в результате чего топологически образуется правильная (симметричная) 10-лучевая звезда: $m = 10$ – чет. Тем самым схема иллюстрирует одно из очень важных для практики сочетаний: $m = 2m_\phi > m_\phi$. Причем в отличие от простейших известных здесь $m_\phi = 5 > 3 \vee 1$, $m = 10 > 3 \vee 2$. Аналогичны схемы при других нечетных m_ϕ , например при типичных для бортовых ИП $m_\phi = 3$, $m = 6$.

На рис.4,б,в приведены в фазовой плоскости векторные диаграммы, поясняющие принцип действия ВП при формировании знакопостоянных импульсов $S_\mu^{(k)}$ ($\mu = \overline{1,10}$, $k = \overline{1,2}$) выходных напряжений U_{0k} для первой ($k = 1$) и второй ($k = 2$) нагрузок (рис.4,а).

На рис.4,г,д то же, что на рис.4,а,б,в, при изображении системы источников ЭДС не в монтажном, как на рис.4,а, а в более компактном и наглядном (топологическом) виде. Предыдущее условие $m = 2m_\phi$ сохранено, однако, в отличие от m_ϕ -нечет, здесь $m_\phi = 2$ -чет. При этом фазные ЭДС (ФЭДС) соединены в 4-лучевую, т.е. тоже в четно-лучевую, звезду: $m = 4$ -чет. Тем самым данная реализация иллюстрирует в простейшем виде совершенно иные, но практически также очень важные сочетания $\{m \vee m_\phi\}$ -чет.

На рис.4,е,ж дано (на примере $m = 5$) то же, что на рис.4,г,д, но для иных (третьих) и тоже очень значимых для практики вариантов: $m = m_\phi$ -нечет. В отличие от двух предыдущих (содержащих системы диагональных ЭДС (ДЭДС) с "собственными" полюсами [30]), данное подмножество бистворчатых ВП относится к классу вентильных структур с

"о б щ и м и" полюсами их систем ДЭС [33] (к CT_0 -схемам) со свойственными этому классу схем ценными эффектами и особенностями.

Аналогичны многие другие конкретные базовые реализации биканальных биполярных CT -схем [36], но именно указанные различия рекуррентных сочетаний m и m_ϕ определяют существенность отличий и своеобразие схемно-конструктивно-технологического исполнения и принципов действия ВП, необходимость индивидуальных доказательств их работоспособности при общей оценке, а также самостоятельность математических выводов и формул для режимно-энергетических, спектральных и др. показателей.

В общей оценке бистворчатых ВП следует прежде всего отметить явную простоту и наглядность новых схем, что может создать ложное впечатление их очевидности. Между тем автору не удалось обнаружить их в литературе за примерно 100-летний период развития преобразовательной техники (ПТ), тем более найти обобщенное изложение. Наряду с указанными на рис.4 общее решение [36] рекуррентно охватывает и две известные схемы – модификацию схемы Поллака-Греца (рис.1,Б,и [1,2]) и схемы Ларионова (рис.2,Б,л, 3,В [4]), получаемой непосредственным дополнением до трехфазной известной оригинальной однофазной схемы Миткевича (рис.1,А,з [3]).

Внешне кажущаяся такой же простой попытка формального обобщения этих двух схем Поллака и Миткевича до m -фазных, при m_ϕ -чет и m_ϕ -нечет, соответственно, не является однозначно корректной без дополнительных квалифицированных доказательств реальной работоспособности конкретных частных реализаций, поскольку, как это не раз бывало в литературе, любая поспешная формализация таит порой не сразу заметные, но серьезные ошибки, в том числе принципиальные.

Возможно поэтому для казалось бы явного перехода от схемы Миткевича к схеме Ларионова потребовалось более 20, а для создания обобщенного решения [36] – около 90 лет, что, как можно допустить, характеризует [36] позитивно при полном удовлетворении всем критериям изобретений. Более того, сформулированный в [36] рекуррентно-схемный алгоритм подобен приведенным в [35] и поэтому тоже обеспечивает определенное множество новых интегрированных биканальных ВП, дополнительно подтверждая осуществимость реализованной в [35] концепции

практической возможности создания перспективных изобретений с помощью ЭВМ. При этом очень важны доказательства работоспособности новых схем.

Принципы работы неуправляемых бистворчатых ВП рассмотрим на примере рис.4,а,б,в. Схема содержит две последовательно соединенные преобразовательные структуры (ПС) на ПЭ $I...I0$ в одной и ПЭ $I'...I0'$ в другой из них. Обе ПС содержат общую систему из пяти источников ЭДС со средней точкой в каждом. Поэтому первая работает как "элементарный" m -лучевой выпрямитель при $m = 10$. Так как исходные пять ЭДС при симметрии сдвинуты по фазе на угол $2\theta_\phi = 2\pi/m_\phi = 360/5 = 72$ эл. град, то в течение одного периода ЭДС на первой нагрузке $N1$ создается десять однополярных импульсов $S_\mu^{(1)}$, $\mu = \overline{1,10}$ (см. рис.4б). Эти импульсы последовательно сдвинуты во времени на $2\theta = 2\pi/m = 360/10 = 36$ эл.град и каждый имеет такую же длительность. Поэтому все они, примыкая без пауз, формируют выходное знакопостоянное напряжение U_{01} с непрерывной огибающей. Среднее (по Эйлеру-Фурье) его значение U_{01} близко к амплитуде: $U_{01} = U_{a01} \sin \theta / \theta = 0,98364 U_{a01}$, а пульсация огибающей мала: $k_{\Pi} = \Delta U_{01} / U_{01} = 5\%$ по полному размаху и $k_{\Pi 1} = 2\%$ по амплитуде первой гармоники. Благодаря наличию второй ПС (на ПЭ $I'...I0'$) аналогичным образом обеспечивается питанием вторая нагрузка $N2$. Однако эта ПС не содержит отдельную (еще одну, специально вводимую) систему источников ЭДС (ЭМА или его обмоток). Эти ЭДС для второй нагрузки формируются на тех же секциях (той же ВО ЭМА), что выгодно отличает решение [36] от [6,15,19,34 и др.]. Следовательно, в биканальных ВП (см.рис.4,а) и в целом в [36] реализован эффективный принцип совмещения или интеграции источников ЭДС, что и обеспечивает полезный эффект.

Из того же рис.4,в видно, что другие десять импульсов $S_\mu^{(2)}$ ($\mu = \overline{1,10}$) напряжения U_{02} второй нагрузки формируются хотя и аналогично предыдущим импульсам $S_\mu^{(1)}$ первой нагрузки (рис.4,б), но при одном принципиальном отличии. Оно существенно и состоит в том, что импульсы $S_\mu^{(2)}$, совпадающие во времени с импульсами $S_\mu^{(1)}$ (см., например, $S_1^{(1)}$ и $S_1^{(2)}$, рис.4,б,в), создаются разными полусекциями данной секции. Следовательно, импульсы разных нагрузок синфазны в ВП (рис.4,а) и формируются одновременно за счет всей ЭДС (всей сек-

ции) одной и той же фазы. То же наблюдается и в схеме рис.4г (с $m = m_\phi$ -чет) в отличие от рис.4,е с m -нечет, где эти две системы импульсов, напротив, фазосдвинуты (несинфазны) в разных нагрузках.

Однако несмотря на совпадение полярностей и значений ЭДС обеих полусекций при m -чет, одна из них "работает" в данный момент на свою нагрузку (например, полусекция α через ПЭ I на H1, рис.4,г), а другая (например, α' через ПЭ I') - в это же время на свою (на H2). Вторая полусекция в данный момент автоматически отключена от H1 присоединенным между ними ПЭ (например, ПЭ 3 на рис.4,г для рассматриваемого первого импульса), так как, проводя ток в определенные моменты, в остальные указанный ПЭ закрыт создающимся на нем напряжением обратной полярности (плюсом на катоде, минусом на аноде).

Импульсы тока i_ϕ каждой фазной секции не только сдвинуты на 180 эл.град, но и разнополярны, т.е. ток любой нагрузки протекает вначале в одном, а затем, спустя полпериода, в обратном направлении (реверсивно) при равных длительностях импульсов: $\lambda' = 2\theta_k = 2\pi/\pi_k$ или $2 \cdot 180 : 10 = 36$ эл.град и $2 \cdot 180 : 4 = 90$ эл.град (см.рис.4,а и 4,г). Общее время фазного тока за период ЭДС $\lambda_k = 2\lambda'$.

В итоге относительно любых известных лучевых схем с выводом от средних точек, в том числе относительно дважды 6-лучевых ВП ([15 и др.]), получаем, что в биканальных ВП ток двух нагрузок протекает за время λ' не через половину, а через всю фазную секцию. И происходит это, несмотря на такую же (лучевую) структуру для данной и каждой из двух ее нагрузок, а также несмотря на наличие в каждой секции такой же (как в известных четно-лучевых) средней точки и присоединения ее к одному из выходных выводов.

Соответствующие преферентные достоинства и недостатки при принципиально ином протекании электромагнитных процессов свойственны бистворчатым ВП при нечетных m_ϕ и m (рис.4,е,ж). Сущность процессов при $\{m = m_\phi\} = \{3 \vee 5\}$ ясна из рис.4,ж,з,в.

Некоторые универсальные расчетные соотношения получены для общепринятых в литературе идеализированных моделей. Обозначаются они кратко как схемы классов SmR и $SmRL_\infty$ [7]. При этом все ФЭДС синусоидальны по форме и симметричны по фазовому сдвигу и амплитудам $S_{a\phi\mu} = S_{a\phi}$, $\forall \mu$. Потери в элементах не учитываются. ПЭ заменены

идеальными ключами. Обе нагрузки – чисто активные (R) или с условно бесконечными индуктивностями L_{∞} дросселей в первых продольных ветвях фильтров.

Несмотря на показанные выше повариантные отличия работы схем, математические результаты представимы в общем виде. Они разделяются лишь по признаку m – чет и нечет, но при любых m напряжение U_{0k} данной k -й нагрузки знакопостоянно. Наряду с постоянной составляющей U_{0k} оно содержит периодическую переменную (пульсацию).

Относительно условной абсциссы, проходящей на уровне U_{0k} , пульсация по форме представляет собой периодическую последовательность отсеченных вершин синусоид и, значит, обладает симметрией только I рода. Это и определяет соответствующий спектральный состав при разложении в ряд Фурье. Так как в четно-лучевых реализациях (рис.4, а, г) огибающие напряжений $U_{0k \text{ чет}}$ синфазны, то при условном совмещении они полностью совпадают. Поэтому длительности их полупериодов, как и частотные кратности пульсации, одинаковы для обеих нагрузок: $\theta_{k \text{ чет}} = \pi/m = \pi/2m\phi$, $\Pi_{k \text{ чет}} = f_{\text{п.к.чет}}/f_c = m = 2m\phi$, $\forall k = \overline{1, 2}$.

В нечетно-лучевых базовых схемах (рис.4, е) огибающие несинфазны и при условном наложении друг на друга не совпадают. Они взаимно сдвинуты на угол $2\theta_{\text{неч}} = \theta_{k \text{ неч}} = 2\theta_{k \text{ чет}}$ (рис.4, ж). Хотя кратности основной частоты переменных составляющих разных нагрузок здесь тоже одинаковы, но при совпадающих $m\phi$ они в два раза меньше, чем в четно-лучевых: $\Pi_{k \text{ неч}} = f_{\text{п.к.неч}}/f_c = m\phi = \Pi_{k \text{ чет}}/2$. Полупериоды же удвоены и равны целому периоду четно-лучевых схем: $0,5\vartheta_{\text{п.неч}} = \theta_{k \text{ неч}} = \pi/m\phi = 2\theta_{k \text{ чет}} = \vartheta_{\text{п.чет}}$.

Специфично зависят от m и суммарные выходные напряжения $U_{0\Sigma}$ – между плюсом одной и гальванически не соединенным с ним минусом другой нагрузки. В частности, различны частотные кратности Π_{Σ} и полупериоды θ_{Σ} (периоды $\vartheta_{\Pi\Sigma}$) огибающих $U_{0\Sigma}$: $\Pi_{\Sigma \text{ чет}} = \Pi_{k \text{ чет}} = m = 2m\phi$, $\theta_{\Sigma \text{ чет}} = \pi/\Pi_{\Sigma \text{ чет}} = \pi/\Pi_{k \text{ чет}} = \theta_{k \text{ чет}} = \pi/2m\phi$ при m -чет и $\Pi_{\Sigma \text{ неч}} = 2\Pi_{k \text{ неч}} = 2m = 2m\phi$, $\theta_{\Sigma \text{ неч}} = \pi/\Pi_{\Sigma \text{ неч}} = \pi/2\Pi_{k \text{ неч}} = \theta_{k \text{ неч}}/2 = \pi/m\phi$ при m -нечет.

Эти свойства непосредственно вытекают из особенностей, установленных в зависимости от m в [36]. Однако при любых m как чет, так и нечет, средние значения U_{0k} напряжений U_{0k} равны между

собой для каждой из двух нагрузок, составляя тем самым ровно половину $U_{0\Sigma}$ напряжения $U_{0\Sigma}$, что физически очевидно, ибо при последовательности постоянных напряжений всегда $U_{\Sigma} = \sum_i U_i$. Однако и с учетом функций мгновенных значений переменных огибающих данное свойство тоже легко доказывается математически путем интегрирования U_{0k} и $U_{0\Sigma}$:

при m -чет:

$$U_{0k\chi} = (S_{a,\phi}/2\theta_{k\chi}) \int_{-\theta_{k\chi}}^{\theta_{k\chi}} \cos\vartheta d\vartheta = (S_{a,\phi} \sin\theta_{k\chi})/\theta_{k\chi};$$

$$U_{0\Sigma\chi} = (S_{a,d}/2\theta_{\Sigma\chi}) \int_{-\theta_{\Sigma\chi}}^{\theta_{\Sigma\chi}} \cos\vartheta d\vartheta = 2(S_{a,\phi} \sin\theta_{\Sigma\chi})/\theta_{\Sigma\chi} = 2(S_{a,\phi} \sin\theta_{k\chi})/\theta_{k\chi} = 2U_{0k\chi}.$$

при m -нечет:

$$U_{0k\eta} = (S_{a,\phi}/2\theta_{k\eta}) \int_{-\theta_{k\eta}}^{\theta_{k\eta}} \cos\vartheta d\vartheta = (S_{a,\phi} \sin\theta_{k\eta})/\theta_{k\eta};$$

$$U_{0\Sigma\eta} = (S_{a,d}/2\theta_{\Sigma\eta}) \int_{-\theta_{\Sigma\eta}}^{\theta_{\Sigma\eta}} \cos\vartheta d\vartheta = (2S_{a,\phi} \cos\theta_{\Sigma\eta} \sin\theta_{\Sigma\eta})/\theta_{\Sigma\eta} =$$

$$= (S_{a,\phi} \sin 2\theta_{\Sigma\eta})/\theta_{\Sigma\eta} = 2(S_{a,\phi} \sin\theta_{k\eta})/\theta_{k\eta} = 2U_{0k\eta}.$$

Отсюда $U_{0\Sigma} = 2U_{0k}$, $\forall m \in N$, etc.

Длительность Λ импульса тока через каждый ПЭ равна длительности Λ' одного из двух разнополярных ФС импульсов тока фазной секции: $\Lambda = \Lambda' = \Lambda_{\phi}/2 = 2\theta_k = \pi/m_{\phi} = 2\pi/m$ (m -чет) = $2\pi/m_{\phi} = 2\pi/m$ (m -нечет).

Среднее значение I_B тока i_B через ПЭ и, значит, потери мощности P_B в ПЭ прямо пропорциональны Λ . От $\sqrt{\Lambda'}$ симбатно зависит действующее значение I_{ϕ} фазного тока i_{ϕ} и габаритная мощность P_T источников ЭДС (ЭМА). P_B и P_T определяют КПД и МГСП ВП. Отсюда следует также, что схемы с более широкими импульсами тока i_{ϕ} выгоднее при данной их амплитуде $i_{a,\phi}$, чем схемы с меньшей Λ' и увеличенным во столько же раз значением $i_{a,\phi}$ при равных ампер-секундах $\Lambda' \cdot i_{a,\phi}$.

Суммарное число ПЭ $V_{\Sigma} = 2V_k$, а числа $V_k = \Pi_k = m = m_{\phi}$ (m -нечет) = $2m$ (m -чет), $\forall k = \overline{1,2}$.

Следовательно, при одинаковом, например с [6,15], числе лучей источников ЭДС устройство [36] содержит в 1,5 раза меньше ПЭ при меньшем в 2 раза числе χ_2 секций В0 или числе T_2 ЭМА в целом. Так как Λ_{ϕ} здесь в 2 раза больше, чем в [15], а ток i_{ϕ} двухполупериоден и ре-