

В. САРВ

ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРЫ УПРАВЛЯЕМЫХ МАГНИТНЫХ УДВОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С САМОПОДМАГНИЧИВАНИЕМ

Требование повышенной надежности современных устройств стимулирует быстрое развитие различных статических преобразователей и усилителей, в том числе магнитных. В развитии магнитных умножителей частоты возможен новый скачок в результате введения самоподмагничивания постоянной составляющей выходного тока [1-7]. В этом случае устраняется ограниченность выходного тока, существенно увеличивается коэффициент усиления, уменьшается ток холостого хода. Применение самоподмагничивания постоянной составляющей принципиально не ограничено кратностью умножения. Все же вследствие новизны оно пока нашло некоторое применение только в удвоителях и утроителях частоты, и даже в этом случае не все возможные схемы опубликованы. В статье систематизируются и сравниваются основные из возможных структур силовых цепей магнитных удвоителей частоты с самоподмагничиванием.

Звено структуры. Все одно- и многофазные схемы магнитных удвоителей частоты с самоподмагничиванием можно комплектовать из одинаковых элементарных удвоителей частоты Э с вентилем самоподмагничивания В в выходной цепи. Схема такого звена структуры изображена на рис. 1, а, где даны также обозначения напряжений, токов, э. д. с., обмоток и сердечников. Эффективные значения токов и напряжений обозначаются соответствующими прописными буквами с теми же индексами. К средним значениям добавляется индекс ср. В целом звено структуры обозначаем согласно рис. 1, б.

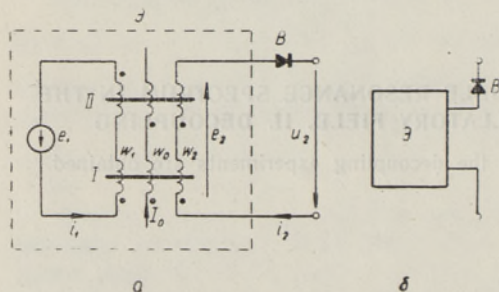


Рис. 1.

Для работы схемы рис. 1, а характерно, что вследствие выбранного направления вентилля В намагничивающая сила выхода $F_2 = i_2 \omega_2$ всегда содействует намагничивающей силе управления $F_0 = I_0 \omega_0$. В результате этого отсутствует обмен энергии между цепями управления и выхода, питание нагрузки происходит непосредственно из источника питания

и устраняется характерный для обыкновенных магнитных удвоителей частоты спад внешней характеристики [4]. Регулировочная характеристика $U_{2ср} = f(F_0)$ определяется в основном кривой намагничивания сердечников и внутренним сопротивлением источника управления. В случае использования сердечников с полным насыщением и с постоянным наклоном кривой намагничивания в ненасыщенной области регулировочная характеристика управляемого от источника тока звена по рис. 1, а яв-

ляется прямолинейной [7]. Анализ работы схемы рис. 1, а в различных условиях дан в [7, 8].

Отметим еще, что вследствие питания выходной цепи только непосредственно из источника э. д. с. e_1 в схеме рис. 1, а отпадает надобность в накоплении в цепи внешнего подмагничивания больших количеств энергии. Поэтому намагничивающая сила внешнего, в данном случае управляющего, подмагничивания F_0 на два—три порядка меньше намагничивающих сил первичных и вторичных обмоток. Следовательно, обмотка управления ω_0 составляет весьма малую долю в общем объеме обмоток, а $|i_1| \omega_1 \approx |i_2| \omega_2$ [7]. Это обстоятельство позволяет при энергетическом сравнении различных структур исходить из токов в выходных цепях. Предполагается также, что сопротивления всех обмоток равняются нулю, кривая намагничивания сердечников в конце линейного роста магнитного потока полностью насыщается, напряжения питания являются синусоидальными и схемы управляются от источника постоянного тока.

Основные структуры. Выходной ток звена структуры — пульсирующий, содержит постоянную и переменную составляющие с удвоенной частотой основной гармоники. Поэтому с помощью соответствующего соединения двух или нескольких звеньев в нагрузку Z_n можно получить как регулируемый постоянный, так и переменный ток с удвоенной частотой. Одиночное звено может найти и самостоятельное применение в качестве управляемого полупериодного выпрямителя.

Основные структуры силовых цепей обусловлены возможностью соединения отдельных звеньев 1) параллельно-согласно (см. рис. 2, а), 2) параллельно-встречно (рис. 2, в), 3) последовательно (рис. 2, б) и 4) параллельно с индуктивным накопителем энергии $L_{на}$ (рис. 2, г). Структуры рис. 2, а и рис. 2, в более известны [1-7]. Структуры рис. 2, б и рис. 2, г [9, 10] предложены недавно сотрудни-

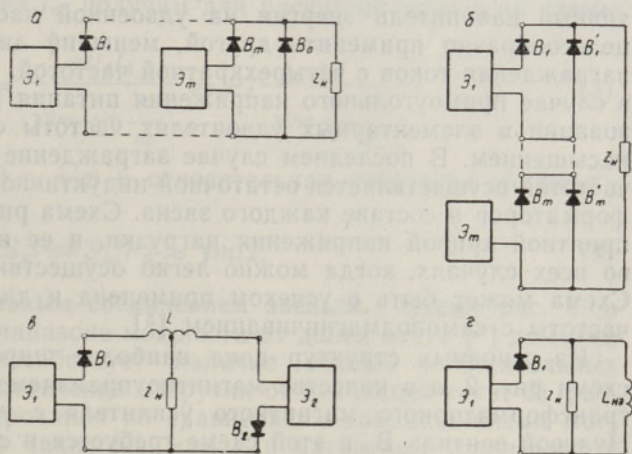


Рис. 2.

ками Института термофизики и электрофизики АН ЭССР. Рассмотрим и сравним особенности работы представленных структур. Так как схема рис. 2, б публикуется впервые, то на ней остановимся более подробно.

Для всех приведенных двух- и многозвенных схем характерно то, что в целях достижения симметричности работы между напряжениями питания отдельных звеньев имеется сдвиг фазы $\varphi = \pi/m$ или $\varphi = (\pi/m) \pm (\pi)$, где m — число звеньев. В результате этого напряжения, токи и потоки всех $2m$ сердечников имеют между собой сдвиг фазы $\varphi = 2\pi/2m = \pi/m$. Нагрузочное напряжение в схемах рис. 2, а и рис. 2, б — выпрямленное, в схемах рис. 2, в и рис. 2, г — переменное с удвоенной частотой.

Простейшей из возможных структур, не учитывая применения одиночного звена, является однофазный удвоитель частоты, изображенный

на рис. 2, *г* [9, 10]. Для выделения из пульсирующего выходного тока i_2 переменной составляющей, как тока нагрузки i_n , использован периодический накопитель энергии в виде линейного дросселя $L_{нз}$ [11, 12]. Так как в данном случае цепь с пульсирующим током питается переменной э. д. с. e_2 выходных обмоток звена, то выделение переменного тока не связано с неизбежными потерями энергии. В положительных полупериодах э. д. с. e_2 нагрузка Z_n питается непосредственно от источника э. д. с. e_1 . Одновременно происходит накопление энергии в магнитном поле дросселя $L_{нз}$. В отрицательных полупериодах e_2 нагрузка питается за счет убывания энергии магнитного поля дросселя. В это время возможно также возвращение энергии из выходной цепи в источник питания. Естественно, что при таком характере обмена энергии единственное звено \mathcal{E}_1 схемы должно быть рассчитано на всю мощность нагрузки. Положительным свойством схемы рис. 2, *г* является сохранение однофазного питания в условиях самоподмагничивания, отрицательным свойством — наличие дополнительного дросселя относительно большой мощности.

В схеме рис. 2, *в* нагрузка Z_n в обоих полупериодах питается непосредственно из первичных источников питания [4]. Для этого работа звеньев сдвинута на нечетное число полупериодов выходного напряжения. По сравнению со схемой рис. 2, *г* в данном случае периодический накопитель энергии заменен вторым звеном. Поэтому каждое звено может быть рассчитано на половину мощности нагрузки. Хотя здесь индуктивный накопитель энергии на удвоенной частоте больше не нужен, целесообразно применить другой, меньший линейный дроссель L для заграждения токов с четырехкратной частотой. Дроссель L не требуется в случае прямоугольного напряжения питания [4], а также при использовании в элементарных удвоителях частоты сердечников с неполным насыщением. В последнем случае заграждение токов с четырехкратной частотой осуществляется остаточной индуктивностью насыщенных трансформаторов в составе каждого звена. Схема рис. 2, *в* отличается благоприятной кривой напряжения нагрузки, и ее целесообразно применять во всех случаях, когда можно легко осуществить двухфазное питание. Схема может быть с успехом применена и для реализации утроителя частоты с самоподмагничиванием [5].

Из основных структур пока наиболее широкое применение нашла схема рис. 2, *а* в качестве магнитоуправляемого выпрямителя [3] или трансформаторного магнитного усилителя с удвоением частоты [2, 7]. Нулевой вентиль V_0 в этой схеме требуется в случае активно-индуктивной нагрузки. Основная частота пульсации напряжения нагрузки $f_n = 2mf_1$, где f_1 — частота напряжения питания. Относительная амплитуда пульсации зависит от тока управления I_0 и в полностью открытом преобразователе равняется амплитуде пульсации в m -фазном однотактном выпрямителе.

Так как выходное напряжение в схеме рис. 2, *а* регулируется изменением угла насыщения [3], то при относительно малых токах управления в каждый момент времени выходные напряжения только одного звена является положительным и поэтому все звенья работают без взаимной связи, а регулировочная характеристика $U_{н-ср} = f(F_0)$ является линейной [7]. При числе звеньев $m > 2$ с ростом тока управления достигается состояние, когда выходные напряжения двух или большего числа звеньев одновременно являются положительными. Но вследствие параллельного соединения звеньев в каждый момент времени в работе может участвовать только звено с наивысшим выходным напряжением. Такое явление замедляет рост напряжения нагрузки при увеличении

управляющего подмагничивания, и характеристика регулирования в целом будет нелинейной.

В режиме работы, когда выходные напряжения двух или нескольких звеньев одновременно являются положительными, ток нагрузки периодически переключается с одного звена на другой. Исходя из предположения, что ток нагрузки полностью сглажен, эффективное значение выходного тока звена $I_2 = I_{н.ср}/\sqrt{m}$, а его среднее значение $I_{2ср} = I_{н.ср}/m$. Следовательно, увеличение числа звеньев наряду с уменьшением пульсации сопровождается ухудшением коэффициента формы тока звена $k_{\Phi} = I_2/I_{2ср} = \sqrt{m}$, что способствует увеличению расчетной мощности преобразователя

$$S = m(E_1 I_1 + E_2 I_2)/2 \approx m E_2 I_2. \quad (1)$$

С другой стороны, можно показать, что максимальное значение постоянной составляющей напряжения нагрузки

$$U_{н.ср.маx} = U_d = \frac{m \sqrt{2} E_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (2)$$

т. е. с увеличением числа звеньев U_d увеличивается и приближается к амплитудному значению выходной э. д. с. $E_{2m} = \sqrt{2} E_2$.

Учитывая приведенные соотношения и обозначая номинальный сглаженный ток нагрузки через I_d , получим для расчетной мощности схемы рис. 2, а

$$S_a = m E_2 I_2 = \frac{\pi U_d I_d}{\sqrt{2m} \cdot \sin \frac{\pi}{m}} = P_d \frac{\pi}{\sqrt{2m} \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (3)$$

При больших $m \sin(\pi/m) \approx \pi/m$ и относительная расчетная мощность схемы рис. 2, а

$$S_{a*} = S_a/P_d \approx \sqrt{m/2}. \quad (4)$$

Схема с последовательным соединением звеньев. Схема рис. 2, а успешно применяется в диапазоне мощности от долей ватта [2] до сотни киловатт [3]. Этому способствует наличие многих положительных свойств, в частности: 1) отделение нагрузки от питающей сети; 2) расширение пределов регулирования по сравнению с традиционными магнитными усилителями; 3) такие же, как и в магнитных усилителях с самоподмагничиванием, коэффициент усиления и добротность; 4) возможность управления в первом квадранте; 5) увеличение частоты пульсаций выпрямленного напряжения; 6) стабильность характеристик.

В то же время увеличение количества звеньев (в целях уменьшения пульсации) начиная с $m \geq 3$ вызывает нелинейность регулировочной характеристики. При большом количестве звеньев, согласно выражению (3), существенно увеличивается также относительная расчетная мощность $S_* = S/P_d$. Для устранения этих недостатков была предложена схема рис. 2, б с последовательным соединением звеньев, шунтированных вспомогательными вентилями.

По существу в схеме рис. 2, б обеспечено беспрепятственное складывание положительных полуволн выходных э. д. с. всех звеньев, что при принятых предположениях гарантирует линейность регулировочной характеристики независимо от количества звеньев. С другой стороны, беспрепятственность складывания положительных выходных напряжений обуславливает прохождение нагрузочного тока через выходные обмотки

всех звеньев с положительным выходным напряжением, т. е. все эти звенья активно участвуют в процессе передачи энергии. В полностью открытом преобразователе в кривых выходной э. д. с. звеньев отсутствуют этапы с нулевым значением э. д. с. и поэтому в этом режиме этапы активной работы и закрытого состояния звеньев имеют равную длительность. Соответственно при сглаженном токе нагрузки эффективное значение номинального выходного тока звена $I_2 = I_d/2$ не зависит от количества звеньев. В данном случае максимальное значение постоянной составляющей напряжения нагрузки

$$U_d = m \sqrt{2} E_2 / \pi. \quad (5)$$

Соответственно расчетная мощность схемы рис. 2, б

$$S_6 = P_d \pi / 2 \quad (6)$$

и также не зависит от количества звеньев.

Соотношение расчетных мощностей схем с параллельным и последовательным соединением звеньев

$$S_a / S_6 = \sqrt{2} / \sqrt{m} \sin \frac{\pi}{m} \quad (7)$$

и численно равно: 1 при $m=2$; 0,94 при $m=3$; 1 при $m=4$; 1,16 при $m=6$ и 1,57 при $m=12$.

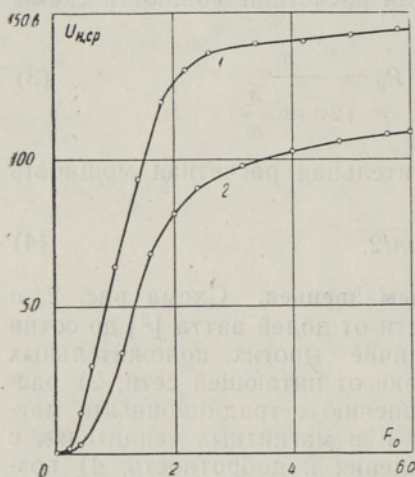


Рис. 3.

Влияние выбора схемы на линейность регулировочных характеристик $U_{н.ср} = f(F_0)$ видно из рис. 3, где характеристика 1 соответствует последовательному, характеристика 2 — параллельному соединению трех звеньев. В опыте были использованы тороидальные сердечники из пермаллоя 50 НП; нагрузка — активная. При оценке линейности характеристик следует иметь в виду, что в целях расширения пределов регулирования в обоих случаях с помощью дополнительной обмотки смещения было введено начальное отрицательное смещение $F_{см} = -0,3 a$.

Из выражения (7) и рис. 3 следует, что в целях лучшего использования активных материалов последовательную схему целесообразно

предпочитать при $m \geq 6$. При $m=3$ последовательная схема оправдывает себя при требовании линейной регулировочной характеристики или при высоковольтном выходном напряжении. В случае двух звеньев схемы рис. 2, а и рис. 2, б практически равноценны.

В заключение отметим, что на базе описанных основных структур можно составить и более сложные схемы, например схемы с многофазной нагрузкой и реверсивные схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Dick G. W., Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs, pt. I, 79, 125 (1960).
2. Nagada K., Proc. Interomag. Conf. Inst. Electr. and Electron. Engrs, New York, 1964, T-159, Paper No. 10-3.
3. Jackson S. P., Weed H., IEEE Trans. Ind. and Gen. Applic., IGA-2, 378 (1966).
4. Сарв В. В., Сювари Т. Ю., Вопросы теории и расчета устройств преобразовательной техники, Киев, 1968, с. 40-50.
5. Сарв В. В., Проблемы технической электродинамики, вып. 19, Киев, 1969, с. 24-29.
6. Сювари Т. Ю., Тр. III Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем в Ташкенте, 1967 (в печати).
7. Сарв В. В., Проблемы технической электродинамики, Киев, 1970 (в печати).
8. Сювари Т. Ю., Устройства преобразовательной техники, вып. 3, Киев, 1969, с. 144-152.
9. Сарв В. В., Оявээр М. Р., Авт. свид. СССР № 233074, 1968; Бюлл. изобр., № 2 (1969).
10. Оявээр М., Изв. АН ЭССР. Физ. Матем., 18, 326 (1969).
11. Сарв В. В., Электромагнитные процессы в преобразовательных устройствах, Киев, 1967, с. 28-34.
12. Сарв В. В., Аналоговые магнитные элементы и электромагнитные устройства, М., 1968, с. 260-265.

Институт термofизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
30/VII 1969

V. SARV

JUHITAVATE OMAMAGNEETIMISEGA MAGNETILISTE SAGEDUS-
KAHEKORDISTITE PÕHISTRUKTUURID

Omamagneetimisega magnetiliste sageduskahekordistite kõik skeemid on võimalik koostada ühesugustest lüüdest, milledeks on elementaarsed kahe südamikulised kahekordistid järjestikuse ventiiliga väljundis. Erinevad struktuurid saadakse lülide ühendamisega kas paralleelselt või järjestikku üksteisega või paralleelselt induktiivse energiasalvestiga. Sõltuvalt struktuurist on väljundsuuruseks kahekordistatud põhisagedusega vahelduvvool või alaldatud vool. Alaldatud väljundvooluga struktuuride võrdlemisel näidatakse, et lülide järjestikusel ühendamisel saadakse lineaarsem reguleerimistunnusjoon ning kuue ja enama lüli korral ka väiksem arvutuslik võimsus kui lülide paralleelsel ühendamisel.

V. SARV

THE BASIC STRUCTURES OF CONTROLLED MAGNETIC
FREQUENCY DOUBLERS

All circuits of magnetic frequency doublers with selfmagnetization can be composed of a lot of similar elements, i. e. elementary frequency doublers with two cores and a series diode in output. The different structures are the result of parallel or serial connection of elementary doublers with one another, or the result of their parallel connection with an inductive storage element. The load voltage of different structures is an alternating voltage with double frequency or a rectified one. In the structures with rectified load voltage, the series connection of elementary doublers gives a more linear control characteristic, and in the cases of six or more elementary doublers — a better rating factor.