

М. ОЯВЭЭР

ОДНОФАЗНЫЙ МАГНИТНЫЙ УДВОИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Высокая надежность магнитных удвоителей частоты обуславливает все более широкое их применение. В то же время простейшая схема магнитного удвоителя частоты типа Жоли—Эпштейна имеет некоторые существенные недостатки, в частности крутопадающую внешнюю характеристику и большое значение тока холостого хода. Для устранения этих недостатков предложена схема двухфазного магнитного удвоителя частоты с внутренней обратной связью [1]. Наличие внутренней обратной связи усиливает действие тока подмагничивания, а включение дросселя в выходную цепь данной схемы значительно улучшает ее свойства [2].

Целью настоящей работы является упрощение известной двухфазной схемы удвоителя [1] путем замены двухфазного питания однофазным с сохранением ее положительных свойств.

Предлагаемая схема (рис. 1) состоит из источника питания, источника постоянного тока и магнитного удвоителя частоты типа Жоли—Эпштейна, в выходную цепь которого включены вентиль B , активная нагрузка R и параллельно с нагрузкой — линейный дроссель L_2 . Вентиль предназначен для осуществления внутренней обратной связи, линейный дроссель работает в качестве периодического накопителя энергии, питая нагрузку в отрицательные полупериоды выходного напряжения. Преимуществом данной схемы является то, что отпадает необходимость в двухфазном питании, а в связи с этим и в промежуточном преобразователе числа фаз при наличии одно-

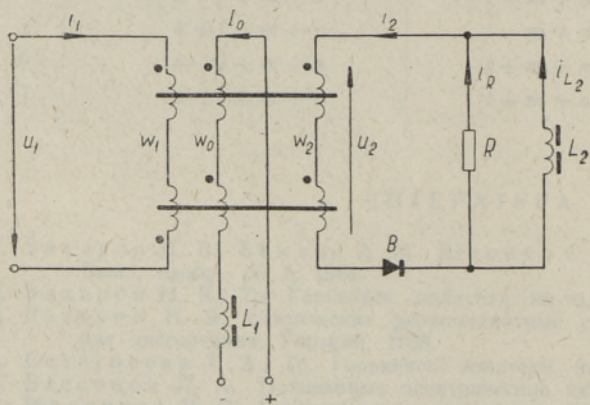


Рис. 1. Схема однофазного магнитного удвоителя частоты с внутренней обратной связью.

фазной сети питания. Уменьшается также число насыщающихся сердечников и вентилях по сравнению с двухфазной схемой удвоителя.

Работа схемы исследуется графоаналитически. Предполагается, что 1) напряжение питания синусоидальное,

- 2) кривая намагничивания имеет прямоугольную форму,
- 3) все потери в удвоителе, вентиле и накопителе энергии отсутствуют,
- 4) число витков во всех обмотках удвоителя одинаковое.

Как показывает рис. 2, ток в выходной цепи удвоителя i_2 из-за наличия вентиля оказывается пульсирующим: постоянная составляющая его направляется через дроссель L_2 , переменная составляющая — через нагрузку R .

В реальной схеме i_2 распределяется в основном так же (см. соответствующие осциллограммы рис. 3).

Введение внутренней обратной связи позволяет уменьшить мощность цепи подмагничивания приблизительно в сто раз по сравнению с удвоителем типа Жоли—Эпштейна, так как здесь ток подмагничивания требуется только для создания выходного напряжения холостого хода. Поэтому в номинальном режиме $I_0 \ll I_2$ и обменом энергии между источником начального подмагничивания, и другими элементами схемы в первом приближении можно пренебречь.

Масштаб первичного тока при холостом ходе i_{10} на рис. 2 для наглядности увеличен, т. е. в обмене энергии принимает участие и цепь подмагничивания. В промежутке $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$

энергию отдает источник питания. Большую часть этой энергии потребляет выходная цепь, остальная часть накапливается в цепи подмагничивания и возвращается в следующем промежутке $\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \pi$ в источник питания.

В отличие от магнитного удвоителя без внутренней обратной связи [3], в данной схеме (рис. 1) цепь подмагничивания не может отдавать энергию в выходную цепь, так как из-за наличия вентиля выходной ток i_2 имеет только одно направление.

В действительности, как было сказано, в процессе обмена энергии по схеме рис. 1 принимают участие в основном входная и выходная цепи удвоителя. Роль цепи подмагничивания оказывается ничтожной из-за малости тока подмагничивания.

Выходная мощность $p_2 = u_2 i_2$ в промежутке $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$ распределяется соответственно между нагрузкой (p_R) и дросселем (p_{L_2}), т. е. $p_2 = p_R + p_{L_2}$. Как показывают вычисления, при синусоидальной форме напряжения питания

$$\int_0^{\frac{\pi}{2\omega}} p_R dt = \frac{\pi}{4} \int_0^{\frac{\pi}{2\omega}} p_{L_2} dt,$$

т. е. дроссель накапливает в $\frac{4}{\pi}$ раз больше энергии, чем потребляет на-

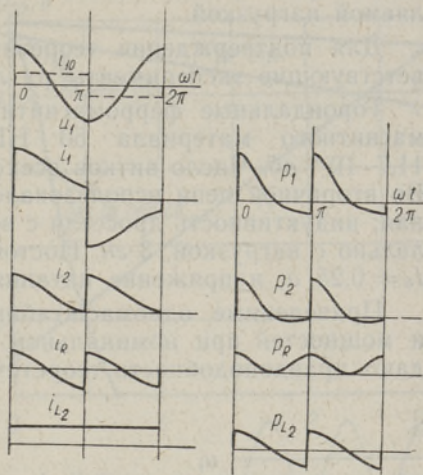


Рис. 2. Кривые токов, напряжений и мощностей.

грузка. В промежутке $\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \pi$ нагрузка получает свою энергию от дросселя за счет энергии, накопленной в его магнитном поле за предыдущий промежуток. Так как в дросселе накапливается больше энергии, чем потребляется нагрузкой, то остаток энергии возвращается в цепь питания. Количество энергии, накапливаемое дросселем, зависит от формы напряжения питания. При прямоугольной форме напряжения питания, например, энергия, накапливаемая дросселем, равняется энергии, потребляемой нагрузкой.

Для подтверждения теоретических выводов были проведены соответствующие эксперименты на лабораторном макете.

Тороидальные ферромагнитные сердечники макета изготовлены из магнитного материала 50 НП; магнитный поток их насыщения $11,7 \cdot 10^{-4}$ вб. Число витков всех обмоток 400, диаметр провода 1,68 мм. Во вторичной цепи использовался диод типа Д231. Нагрузка — активная; индуктивность дросселя с воздушным зазором, включенного параллельно с нагрузкой, 3 гн. Постоянный ток в обмотках подмагничивания $I_0 = 0,25$ а, напряжение питания $U_1 = 200$ в, 50 гц.

Приведенные одномасштабные осциллограммы токов, напряжений и мощностей при номинальном режиме макета ($I_{2R} = 3$ а) подтверждают правдоподобность теоретических кривых.

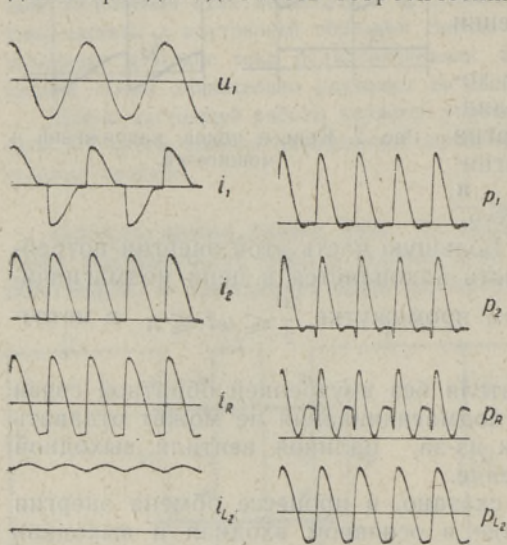


Рис. 3. Осциллограммы токов, напряжений и мощностей.

В идеальном случае активные сопротивления дросселя R_{L2} и выходных обмоток R_{w2} равны нулю и, следовательно, по второму закону Кирхгофа напряжение на вентиле отсутствует, т. е. вентиль постоянно открыт.

В реальной схеме $R_{L2} \neq 0$ и $R_{w2} \neq 0$ и поэтому во время работы накопителя в качестве источника энергии вентиль в некоторый промежуток времени заперт, так как напряжение на вентиле должно уравновешивать постоянные составляющие падения напряжения на дросселе и в выходных обмотках. При запертом вентиле $i_2 = 0$, что в свою очередь обуславливает наличие соответствующих горизонтальных

отрезков и у кривых других токов и мощностей. Эти горизонтальные отрезки кривых хорошо заметны на приведенных осциллограммах (рис. 3).

Рабочие характеристики для лабораторного макета, приведенные на рис. 4, свидетельствуют об эффективности использования внутренней обратной связи (для кривых U_{2R} с вн. обр. св. и U_{2R} без вн. обр. св. I_0 имеет то же самое значение). Как видно из рисунка, характеристика схемы с внутренней обратной связью является жесткой. На том же рисунке приведена и характеристика соответствующего трансформатора, выполненного на базе сердечников удвоителя. В идеальном случае $U_2 = U_{20} = \text{const}$ как для удвоителя, так и для трансформатора

(U_{20} — напряжение холостого хода). В реальной схеме U_{20} удвоителя меньше U_{20} трансформатора. Это различие зависит от формы кривой намагничивания. Так как кривая намагничивания сердечников лабораторного макета близка к прямоугольной, то U_{20} удвоителя очень мало отличается от U_{20} трансформатора (в данном случае U_{20} удв. = 0,97 U_{20} тр.).

Сравнение характеристик U_{2R} тр. и U_{2R} с вн. обр. св. показывает, что характеристики удвоителя и трансформатора довольно близки. Наклон характеристики удвоителя определяется в основном падением напряжения на обмотках.

По кривой I_1 также видно, что первичный ток холостого хода (равен току подмагничивания) имеет малое значение, даже на один порядок меньше по сравнению с удвоителем без внутренней обратной связи.

Чтобы показать влияние формы кривой намагничивания на внешние характеристики исследуемой схемы, приведены характеристики для лабораторного макета, выполненного на базе магнитного усилителя типа ТУМА5-11 (рис. 5). В качестве первичных и вторичных обмоток использовались рабочие обмотки магнитного усилителя, в качестве обмотки подмагничивания — обмотка управления с числом витков $n = 700$. $I_0 = 30$ ма; $U_1 = 127$ в, 50 гц. В первичную цепь включен последовательно конденсатор $C_1 = 40$ мкф для продольной емкостной компенсации, во вторичную цепь последовательно с нагрузкой — конденсатор $C_2 = 6$ мкф. Наличие C_2 превращает ток нагрузки в абсолютно переменный, одновременно компенсируя в некоторой мере остаточную индуктивность вторичных обмоток удвоителя, а также индуктивность нагрузки. Емкости C_1 и C_2 имеют оптимальные значения для данной схемы, определенные по принципу, указанному в [4].

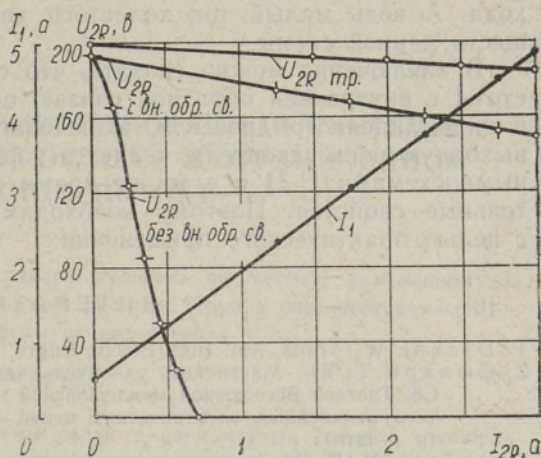


Рис. 4. Рабочие характеристики удвоителя на базе сердечников из материала 50 НИ.

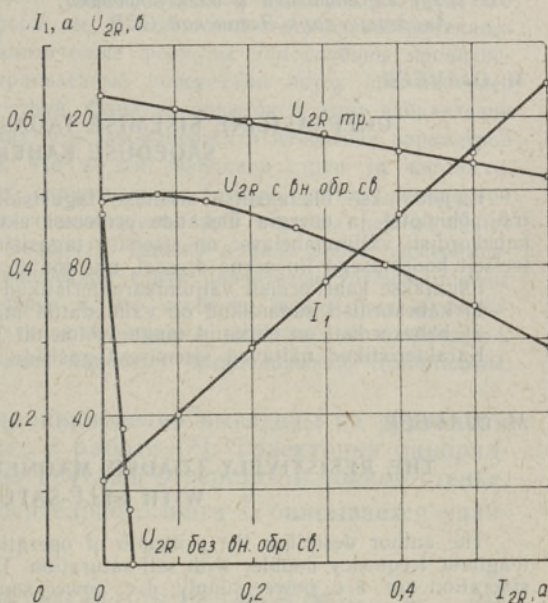


Рис. 5. Характеристики удвоителя на базе ТУМА5-11.

Как видно из рис. 5, U_{20} удвоителя составляет 0,77 от U_{20} трансформатора (U_{20} тр. = 127 в). Это обусловлено большей пологостью кривой намагничивания сердечников ТУМА5-11 по сравнению с кривой намагничивания сердечников из материала 50 НП.

Разность между напряжениями холостого хода удвоителя и трансформатора можно, конечно, уменьшить, увеличив ток подмагничивания, но это нецелесообразно, так как приводит к увеличению тока холостого хода. А ведь малый ток холостого хода является одним из преимуществ данной схемы.

В заключение можно сказать, что схема магнитного удвоителя частоты с внутренней обратной связью при наличии накопителя энергии в виде линейного дросселя, включенного параллельно с нагрузкой в выходную цепь удвоителя, является упрощенной по сравнению с известными схемами [1,2] и в то же время сохраняет их основные положительные свойства. Поэтому необходимо ее дальнейшее исследование с целью практического применения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Dick G. W., Trans. Am. Inst. Electr. Engrs, part I, **79**, 125 (1960).
2. С ю в а р и Т. Ю., Магнитный удвоитель частоты с внутренней обратной связью, Сб. Третьей Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем, 3—7 окт. 1967 г., Ташкент (в печати).
3. О я в э э р М. Р., Об энергетике преобразовательного процесса в статическом электромагнитном удвоителе частоты, Магнитные аналоговые элементы, М., 1965.
4. Petersen I., Katsete planeerimine, Tallinn, 1966.

*Институт термодинамики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР*

Поступила в редакцию
5/VI 1968

M. OJAVEER

ÜHEFAASILINE SISEMISE TAGASISIDEGA MAGNETILINE SAGEDUSE KAHEKORDISTI

Kirjeldatakse ühefaasilise sisemise tagasisidega magnetilise sageduse kahekordisti töö põhimõtet ja energia ülekande protsessi aktiivkoormusel. Selle Joly-Epsteini tüüpi kahekordisti väljundahelasse on sisemise tagasiside saamiseks lülitatud ventiil ja paralleelselt koormusega lineaarne drossel, mis töötab perioodilise energiasalvestina.

Esitatakse kahekordisti väljundkarakteristikud juhtudeks, kui

- 1) kahekordisti südamikud on valmistatud magnetmaterjalist 50 НП ja
- 2) kahekordisti on ehitatud magnetvõimendi ТУМА5-11 baasil.

Karakteristikud näitavad sisemise tagasiside kasutamise eeliseid.

M. OJAVEER

THE RESISTIVELY LOADED MAGNETIC FREQUENCY DOUBLER WITH SELF-SATURATION

The author describes the principle of operation of a resistively loaded single-phase magnetic frequency doubler with self-saturation. The basic parts of the circuit under consideration are: a. c. power supply, d. c. power source, d. c. controlled magnetic frequency doubler with self-saturation.

A linear inductance coil in the output circuit is intended for operating as a periodic energy storage device. In the study of the process of energy exchange in the doubler circuit, graphic-analytical methods were applied.

The load characteristics of the circuit are presented for two cases: the doubler built on the basis of magnetic cores constructed of material 50 НП and built on the basis of magnetic amplifier ТУМА5-11. These characteristics indicate the advantages of the use of the circuit discussed in comparison with frequency doubler circuits without self-saturation.