

В. САРВ, Ю. ПЮССИМ, ТИИУ САККОС, Х. ТЕХВЕР

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

Применение в магнитных умножителях частоты (МУЧ) внутренней обратной связи путем самоподмагничивания постоянной составляющей выходного тока позволяет наряду с устранением спада внешней характеристики и большого тока холостого хода существенно увеличить добротность управляемых МУЧ [1, 2]. Поэтому на их базе возможно создать качественные силовые магнитные усилители с выходом на постоянном и переменном токах [3-6]. Основными преимуществами МУЧ по сравнению с магнитными усилителями (МУ) без умножения частоты являются 1) простота трансформаторного разделения цепей питания и нагрузки, 2) увеличенная кратность изменения выходного напряжения [3].

Применение в поляризованных МУЧ самоподмагничивания постоянной составляющей выходного тока во многом аналогично применению самонасыщения в обычных МУ. Поэтому аналогичными являются и результаты этих приемов, в том числе в обоих случаях становится возможным быстроедействующее управление. В работе анализируются особенности быстроедействующего управления в симметричных магнитных умножителях частоты с самоподмагничиванием (МУЧС).

Основные структурные схемы различных источников питания и усилителей на базе МУЧС можно комплектовать из одинаковых звеньев, причем звеном структуры является n -сердечниковый МУЧС с умножением частоты в n раз [5, 6]. В общем случае согласно рис. 1, а он имеет

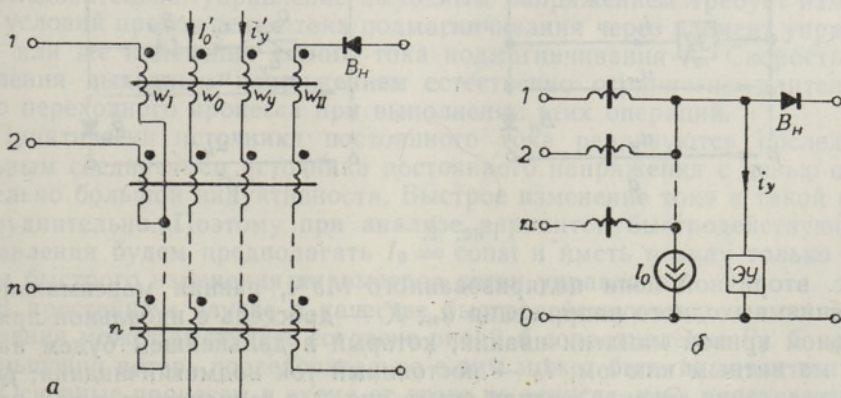


Рис. 1.

следующие обмотки: питания — ω_I , нагрузки — ω_{II} , начального подмагничивания — ω_0 и управления — ω_y . Звено питается симметричной n -фазной системой напряжений, которая не должна обуславливать насыщения сердечников при отсутствии подмагничивания. Вентиль B_{II} для положительной внутренней обратной связи включен последовательно с нагрузочными обмотками. В реальных схемах некоторые или даже все обмотки на каждом сердечнике могут быть совмещены. В последнем случае получим схему рис. 1, б, где в ветви управления показан элемент управления ЭУ.

С учетом сдвига по времени в основных структурах все звенья работают одинаково. По существу комплектование реальных схем из нескольких звеньев является просто схемным способом выделения желаемых гармоник без дополнительных силовых фильтров. Преобразование параметров электроэнергии происходит отдельно в каждом звене. Поэтому основные процессы преобразования и управления возможно вывить из анализа работы одного звена.

Как и в работе [6], анализ процессов управления проведем для идеализированного случая, предполагая, что кривые намагничивания сердечников являются прямоугольными и в МУЧС отсутствуют потери. Такая идеализация позволяет определить потенциальные возможности управляемых МУЧС, причем качественно свойства таким образом идеализированных и современных реальных МУЧС совпадают.

В идеализированном случае степень нагруженности МУЧС не влияет на процессы управления [1, 3] и, следовательно, их анализ возможен в режиме холостого хода. Так как в анализируемых МУЧС положительная внутренняя обратная связь осуществляется только по току нагрузки (а не по току питания), то при холостом ходе звено МУЧС превращается в обыкновенный симметричный n -кратный умножитель частоты. Его нагрузкой является эквивалентное сопротивление цепей подмагничивания и управления. Из анализа передачи энергии в такой схеме явствует [7], что ей, а при холостом ходе и схемам рис. 1, а, б, соответствует эквивалентная схема рис. 2, а. Здесь e_n — эквивалентная

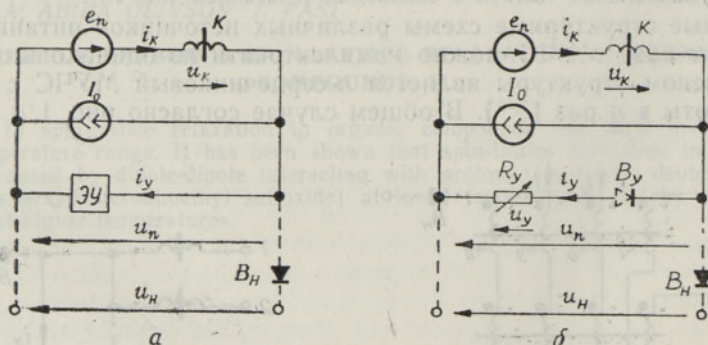


Рис. 2.

э. д. с. вторичной цепи поляризованного МУЧ, равная максимальному значению выходного напряжения u_n ; K — дроссель с идеальной прямоугольной кривой намагничивания, который в дальнейшем будем называть магнитным ключом; I_0 — постоянный ток подмагничивания; i_y — ток управления. Эквивалентная схема рис. 2, а сохраняется и при наличии нагрузки; присоединение ветви нагрузки к основной части схемы показано прерывистой линией.

Схема рис. 2, а получается непосредственно из дроссельной схемы симметричного МУЧ рис. 1, б, где в каждый момент времени только один определенный нелинейный дроссель способен (но не должен) насыщаться и соответственно только одна фаза источника питания может участвовать в обмене энергии [7]. Э. д. с. e_n совпадает с э. д. с. фазы, способной насыщаться в данный момент, и поэтому ее частота f_n в n раз больше частоты питания f_1 . Состояние магнитного ключа K совпадает с состоянием нелинейного дросселя в способной к насыщению фазе.

В исходной схеме при максимальном выходном напряжении дроссель в способной к насыщению фазе всегда насыщен. Поэтому в схеме замещения рис. 2, а максимальному выходному напряжению соответствует непрерывное замкнутое состояние магнитного ключа K , т. е. насыщение его сердечника. В этом режиме ток подмагничивания I_0 замыкается через ключ K , напряжение ключа $u_K = 0$ и $u_n = e_n$.

Так как в общем случае $u_n = e_n - u_K$, а э. д. с. эквивалентного генератора e_n определена уже структурой схемы и системой питания, то управление выходным напряжением u_n реализуемо путем управления напряжением u_K . При $u_K \neq 0$ ключ разомкнут и должна существовать возможность замыкания I_0 через элемент управления. Такая возможность отсутствует, пока эквивалентное сопротивление элемента управления

$$R_{\text{ЭУ}} \geq R_{\text{кр}} = \frac{e_{n \max}}{I_0}, \quad (1)$$

где $R_{\text{кр}}$ — критическое сопротивление ветви управления, $e_{n \max}$ — амплитуда э. д. с. e_n . Объясняется это тем, что при $R_{\text{ЭУ}} > R_{\text{кр}}$ отрицательная амплитуда тока управления всегда меньше тока подмагничивания и поэтому ток ключа $i_K = I_0 + i_y > 0$.

Замыкание ключа возможно при $i_K = 0$. Согласно [7], такие этапы работы возникают при $R_{\text{ЭУ}} < R_{\text{кр}}$ и удлиняются с уменьшением отношения

$$\frac{R_{\text{ЭУ}}}{R_{\text{кр}}} = \frac{R_{\text{ЭУ}} I_0}{e_{n \max}}. \quad (2)$$

При $R_{\text{ЭУ}} = 0$ источник постоянного тока замкнут, сердечник магнитного ключа непрерывно ненасыщен, ключ K разомкнут и $u_K = e_n$, $u_n = 0$.

Следовательно, управление выходным напряжением требует изменения условий прохождения тока подмагничивания через элемент управления или же изменения самого тока подмагничивания I_0 . Скорость управления выходным напряжением естественно ограничена длительностью переходного процесса при выполнении этих операций.

Практически источники постоянного тока реализуются последовательным соединением источника постоянного напряжения с цепью относительно большой индуктивности. Быстрое изменение тока в такой цепи затруднительно. Поэтому при анализе вариантов быстродействующего управления будем предполагать $I_0 = \text{const}$ и иметь в виду только способы быстрого изменения параметров ветви управления.

В простейшем случае в качестве быстродействующего элемента управления может выступать согласно рис. 2, б сопротивление R_y . С целью уменьшения потерь последовательно с ним может быть включен вентиль V_y . Основные процессы в схеме от этого не зависят, но в целях конкретности рассмотрим сперва вариант схемы без вентиля V_y . В этом случае определение моментов размыкания ключа K облегчается, если парал-

тельное соединение источника тока I_0 и сопротивления R_y заменить эквивалентной э. д. с. управления $e_y = I_0 R_y$ с внутренним сопротивлением R_y [7].

В работе схемы рис. 2, б в общем случае имеется четыре состояния, соответствующих возможным комбинациям замкнутого и разомкнутого состояний ключа K и знака э. д. с. e_n . В двух частных случаях (при максимальном и нулевом выходных напряжениях) остается два состояния, каждое из которых длится в течение полупериода e_n .

Управляющий полупериод $e_n < 0$		Рабочий полупериод $e_n > 0$	
I Промежуточное состояние	II Управляющее состояние	III Задерживающее состояние	IV Нагрузочное состояние
$ e_n \leq I_0 R_y = e_y$ $u_K = \dot{\psi}_K = 0$ $\psi_K = \Psi_{Ks}$ $(0 \leq i_K \leq I_0)$ $u_n = e_n < 0$ $(i_y \leq I_0)$	$ e_n \geq e_y$ $u_K = \dot{\psi}_K < 0$ $\psi_K \leq \Psi_{Ks}$ $i_K = 0$ $u_n = -e_y < 0$ $ i_y = I_0$	$u_K = \dot{\psi}_K > 0$ $\psi_K \leq \Psi_{Ks}$ $i_K = 0$ $u_n = -e_y < 0$ $ i_y = I_0$	$u_K = \dot{\psi}_K = 0$ $\psi_K = \Psi_{Ks}$ $i_K \geq I_0$ $u_n = e_n > 0$ $\left(i_y = \frac{e_n}{R_y} \right)$

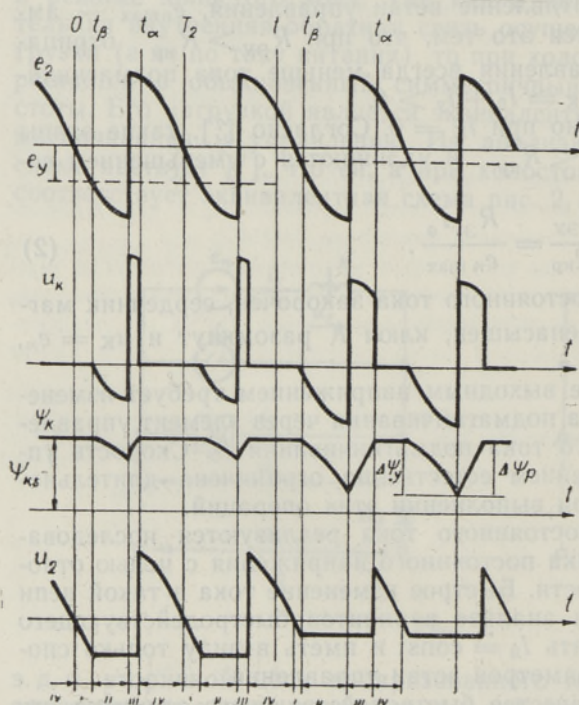


Рис. 3.

Состояния схемы рис. 2, б при отсутствии V_y и характерные для них соотношения представлены в таблице, где ψ_K и Ψ_{Ks} — соответственно мгновенное потокосцепление и потокосцепление насыщения ключа K . На основе некоторой аналогии между процессами в быстродействующих МУ без умножения и с умножением частоты назовем один полупериод э. д. с. e_n рабочим, а другой — управляющим. Это оправдано, поскольку при выбранных положительных направлениях напряжений e_n и I_0 питающие нагрузки возможно только при $e_n > 0$ в нагрузочном состоянии, а управляющее состояние входит в состав отрицательного полупериода e_n .

Описание отдельных состояний начнем с нагрузочного состояния. Рассуждения для общего случая n -кратного умножения частоты иллюстрированы приведенным на рис. 3 процессом удвоения частоты. Сред-

ние выпрямленные значения напряжения u_n и э. д. с. e_n обозначены соответственно через U_n и E_n . Время отсчитано от начала управляющего полупериода.

Нагрузочному состоянию характерно, что замкнутый (насыщенный) ключ K остается замкнутым до конца рабочего полупериода независимо от изменения управляющего воздействия. Регулированием начала нагрузочного состояния в течение рабочего полупериода можно регулировать выходное напряжение в пределах

$$E_n = U_{n \max} \geq U_n \geq U_{n \min} = 0. \quad (3)$$

На рис. 3 нагрузочное состояние предшествует непосредственно началу отсчета времени и обозначено согласно таблице через IV.

В момент прохождения уменьшающейся э. д. с. e_n через нуль нагрузочное состояние всегда кончается и при условии $I_0 R_y = e_y \neq 0$ начинается промежуточное состояние, обозначенное через I. Состояние I характеризуется тем, что из-за отрицательной э. д. с. e_n питание цепи нагрузки уже невозможно, но под влиянием тока $i_K = I_0 + i_y > 0$ ключ K еще замкнут. Поэтому потокосцепление ключа сохраняет максимальное значение Ψ_{Ks} , а источник подмагничивания передает энергию в источник питания и покрывает потери в ветви управления.

При $R_y \geq R_{кр}$ размыкание ключа K вообще невозможно, состояние I продолжается до конца управляющего полупериода, и следующий рабочий полупериод начинается сразу нагрузочным состоянием. В этом случае $U_n = U_{n \max}$. Когда же $R_y < R_{кр}$ и соответственно $e_y < e_{n \max}$, то в управляющем полупериоде всегда наступает момент t_β , после которого $e_n + e_y < 0$. Это обуславливает размыкание ключа K , и с момента t_β начинается управляющее состояние, т. е. состояние II.

В течение состояния II потокосцепление ключа удаляется от значения Ψ_{Ks} на величину

$$\Delta \Psi_y = \int_{t_\beta}^{T_n/2} |u_K| dt = \int_{t_\beta}^{T_n/2} |e_n + e_y| dt = \Delta \Psi_y(e_y). \quad (4)$$

В частном случае $I_0 R_y = e_y = 0$ управляющее состояние охватывает весь управляющий полупериод и

$$\Delta \Psi_y = \Delta \Psi_{\max} = \int_0^{T_n/2} |e_n| dt. \quad (5)$$

Во всех случаях, когда $\Delta \Psi_y \neq 0$ и существует управляющее состояние, за ним начиная с нового рабочего полупериода следует задерживающее состояние III. Длительность этого состояния T_{III} зависит непосредственно от величины $\Delta \Psi_y$. Оно заканчивается в момент t_α , после увеличения потокосцепления Ψ_K на величину

$$\Delta \Psi_p = \int_{T_n/2}^{t_\alpha} u_K dt = \int_{T_n/2}^{t_\alpha} (e_n + e_y) dt = \Delta \Psi_y(e_y), \quad (6)$$

новым замыканием ключа K , что дает начало очередному нагрузочному состоянию.

Отличительным свойством задерживающего состояния в управляемых МУЧ является рост потокосцепления Ψ_K не только под влиянием э. д. с. питания (как это происходит в быстродействующих МУ без умножения частоты [8]), но и согласно формуле (6) под совместным влиянием e_n и e_y . Поэтому изменение в задерживающем состоянии управляющей э. д. с. e_y отражается уже на этом самом рабочем полупериоде в час-

тичном изменении выходного напряжения. Для полного установления нового значения выходного напряжения требуется прохождение одного целого этапа управляющего состояния. Новое установленное выходное напряжение выражается формулой

$$U_n = E_n - 2f_n \int_{(III)} e_n dt = E_n + 2f_n T_{III} e_y - 2f_n \Delta\psi_y, \quad (7)$$

где интеграл берется в пределах задерживающего состояния III; член $2f_n T_{III} e_y$ обусловлен влиянием e_y на изменение ψ_K в состоянии III.

Из изложенного выше видно, что в общем случае последовательность состояний является следующей: I—II—III—IV—I. В установившемся режиме эта последовательность не изменяется и в частных случаях, но при максимальном выходном напряжении отпадают состояния II и III, а при нулевом напряжении — I и IV.

Свойства и взаимоотношения отдельных состояний определяют также переходный процесс. Проследим изменение выходного напряжения в результате скачкообразного изменения управляющего сопротивления R_y в момент t' . На рис. 3 уменьшение R_y и соответственно e_y происходит в нагрузочном состоянии. Поэтому, согласно изложенному выше, процесс продолжается без изменения до начала в момент t_{β}' управляющего состояния. Как видно, уменьшение e_y увеличивает продолжительность управляющего состояния, увеличивает $\Delta\psi_y$ и, в итоге, уменьшает выходное напряжение.

В данном случае длительность переходного процесса меньше двух полупериодов эквивалентной э. д. с. e_n . Так как для окончания переходного процесса необходимо прохождение одного целого этапа управляющего состояния, то максимальная длительность переходного процесса в звене МУЧС при изменении управляющей э. д. с. e_y не может превышать $3/2$ периода умноженного, или соответственно $3/2n$ периода первичного напряжения.

До сих пор предполагалось, что в схеме рис. 2, б вентиль V_y отсутствует. В то же время мы видели, что при $i_y > 0$, т. е. в нагрузочном состоянии, ветвь управления не оказывает регулирующего воздействия. Поэтому включение вентиля V_y в указанном направлении не изменяет основного процесса в идеализированном случае, а только позволяет уменьшить потери в ветви управления. (Естественно, что остаточное падение напряжения u_b на реальном открытом вентиле ограничивает минимальное выходное напряжение, так как невозможно полностью закортить ветвь управления.) Все соотношения в таблице состояний остаются в силе и при наличии вентиля V_y за исключением того, что в нагрузочном состоянии вместо $i_y = e_n/R_y$ выполняется $i_y = 0$.

Так как изменение управляющего сопротивления R_y проявляется через изменение эквивалентной э. д. с. e_y , то без изменения основных процессов можно согласно схеме рис. 4, а заменить R_y реальной управляющей э. д. с. e_y . В этом случае вентиль V_y необходим для устранения короткого замыкания через e_y в нагрузочном состоянии. Для схемы с реальной e_y в таблице состояний изменяются только уравнения, заключенные в скобки. Так, в состоянии I $i_K = I_0$ и $i_y = 0$, а в состоянии IV $i_y = 0$.

Из эквивалентной схемы рис. 4, а ясно видны также некоторые отличительные черты процесса в быстродействующих МУЧС по сравнению с процессом в быстродействующих МУ без умножения частоты. Типичное звено последнего представлено на рис. 4, б [8]. Основное различие схем рис. 4, а и рис. 4, б состоит в том, что e_1 является реальной э. д. с. питания, а e_n — эквивалентной э. д. с., существующей только при

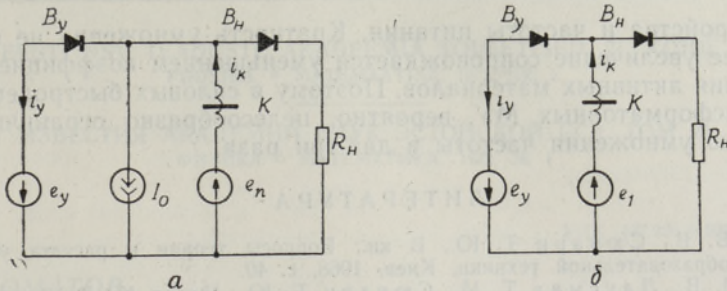


Рис. 4.

наличии внешнего подмагничивания током I_0 . Под влиянием I_0 в схеме рис. 4, а при разомкнутом ключе K вентиль B_y всегда открыт, в схеме рис. 4, б B_y может быть открыт только в управляющем полупериоде. Именно поэтому в схеме рис. 4, б в рабочем полупериоде рост потоко-сцепления ψ_K происходит только под влиянием e_1 , а в схеме рис. 4, а — под влиянием суммарной э. д. с. $e_n + e_y$.

В классических быстродействующих МУ без дополнительного трансформатора трудно электрически разделить нагрузку и источник питания. В быстродействующих МУЧС трансформаторное разделение всех цепей легко осуществить путем применения схемы рис. 1, а. Этого ценного качества управляемых МУЧС эквивалентная схема рис. 4, а не отражает.

До сих пор мы имели в виду одно звено МУЧС. Когда быстродействующий МУ с умножением частоты составлен из нескольких звеньев [3-6], то процесс управления в каждом звене не изменяется, но из-за временного сдвига работы отдельных звеньев длительность переходного процесса в целом уменьшается. Например, в двухзвенном усилителе по схеме рис. 5, а переходный процесс не может превышать $1/n$ части периода первичного напряжения. Для иллюстрации на рис. 5, б приведена осциллограмма нагрузочного напряжения u_H при скачкообразном изменении сопротивления управления в схеме рис. 5, а. Для определения начала переходного процесса осциллографом снято также напряжение u_p на контактах рубильника, шунтирующего часть сопротивления управления. Осциллограмма соответствует утроенно частоты. Видно, что действительно новый режим устанавливается не позже двух полупериодов выходного напряжения одного звена, т. е. в течение $1/3$ периода напряжения питания. Аналогичные результаты получены и при других кратностях умножения.

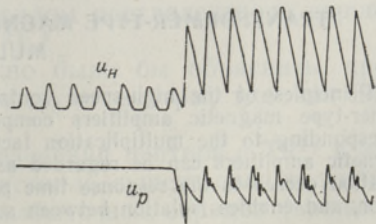
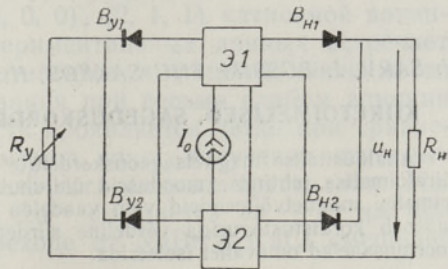


Рис. 5.

Так как быстродействие является результатом структуры схемы, то относительная длительность переходного процесса не зависит от мощ-

ности устройства и частоты питания. Кратность умножения не ограничена, но ее увеличение сопровождается уменьшением коэффициента использования активных материалов. Поэтому в силовых быстродействующих трансформаторных МУ, вероятно, целесообразно ограничиваться кратностью умножения частоты в два-три раза.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сарв В. В., Сювари Т. Ю., В кн.: Вопросы теории и расчета устройств преобразовательной техники, Киев, 1968, с. 40.
2. Сарв В. В., Лаусмаа Т. М., Сювари Т. Ю., Паат К. Л., Тезисы докл. XII Всес. совещ. по магнитным элементам автоматики и вычисл. техники, Ташкент, 7—11 окт. 1968, с. 191.
3. Сарв В. В., В сб.: Проблемы технической электродинамики, Вып. 24, Электромагнитные и полупроводниковые устройства преобразовательной техники, Киев, 1970, с. 131.
4. Сарв В. В., В сб.: Проблемы технической электродинамики, Вып. 19, Вопросы преобразования параметров электрической энергии, Киев, 1969, с. 24.
5. Сарв В. В., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., **19**, 94 (1970).
6. Сарв В. В., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., **20**, 182 (1971).
7. Сарв В. В., Передача энергии в симметричных поляризованных магнитных умножителях частоты. В кн.: Устройства преобразовательной техники, Вып. 3, Киев, 1969, с. 133.
8. Липман Р. А., Негневицкий Н. Б., Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, М.—Л., 1960.

Институт термофизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
19/III 1971

V. SARV, J. PUSSIM, TIJU SAKKOS, H. TEHVER

KIIRETOIMELISED SAGEDUSKORDISTUSEGA TRAFOMAGNETVÖIMENDID

Analüüsitakse magnetsageduskordistite ja nendest kujundatud trafomagnetvõimendite kiiretoimelise juhtimise mooduseid üldjuhul, mil kordistustegur on n . Seni tuntud kiiretoimelisi magnetvõimendeid võib vaadelda kui erijuhtu, mil $n=1$. Sageduskordistusega kaasneb kordistusteguriga võrdeline siirdeprotsessi kiirenemine ning võimalus toite- ja koormusahelad omavahel isoleerida.

V. SARV, J. PUSSIM, TIJU SAKKOS, H. TEHVER

TRANSFORMER-TYPE MAGNETIC AMPLIFIERS WITH FREQUENCY MULTIPLICATION

Principles of the high-speed control of magnetic frequency multipliers and transformer-type magnetic amplifiers composed from them are analysed. A general case corresponding to the multiplication factor equal to n is treated. The known high-speed magnetic amplifiers can be regarded as a special case with $n=1$. The frequency multiplication decreases the response time proportionally to the increase of the multiplication factor, and enables isolation between supply and load circuits.