

А. С. АЙНВАРГ

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ РЕАЛИЗАЦИИ АСИНХРОНИЗИРОВАННОЙ СИНХРОННОЙ ИНДУКТОРНОЙ МАШИНЫ

Асинхронизируемая синхронная индукторная машина представляет собой устройство, реализующее фазокомпенсационный метод однополосной модуляции. Суть этого метода состоит в фазовой компенсации колебаний нерабочей боковой частоты и несущей частоты при сложении в общей нагрузке системы m -фазных симметричных напряжений несущей частоты, модулированных такой же системой напряжений низкой частоты. Если имеется m -фазная система напряжений U_n частоты ω и каждое из этих напряжений модулируется напряжением U_s (с одинаковым коэффициентом модуляции γ), причем напряжения U_k также составляют m -фазную систему, то напряжение на выходе k -го модулятора можно записать в виде:

$$U_k = U_n \left\{ 1 + \gamma \sin \left[\Omega t + (k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} \sin \left[\omega t + (k-1) \frac{2\pi}{m} \right], \quad (1)$$

где γ пропорционален модулирующему напряжению U_s . При сложении в общем контуре всех выходных напряжений m модуляторов получим, что суммарное напряжение на нагрузке

$$U_k = \sum_{k=1}^m U_k = \frac{m}{2} \gamma U_n \cos(\omega - \Omega)t \quad (2)$$

содержит только одну боковую частоту. Система выделяет нижнюю или верхнюю боковую частоту в зависимости от порядков чередования фаз в системах исходных напряжений. Блок-схема (рис. 1) иллюстрирует сложение выходных напряжений модуляторов в общем контуре, замкнутом на нагрузку R_n для $m = 3$.

При осуществлении однополосной модуляции в качестве модуляторов обычно используют нелинейные элементы; выходное напряжение каждого элемента имеет вид, показанный на рис. 2, а. Поскольку модуляция — линейный процесс перемножения двух функций, то могут быть использованы и линейные параметрические системы, например, механический модулятор, показанный на рис. 3. Если обмотка такого модулятора подключена к источнику низкой частоты Ω и магнитная проводимость сердечника изменяется по закону $1 + \gamma \sin \Omega t$, то напряжение на обмотке будет иметь вид, показанный на рис. 2, б. Пусть

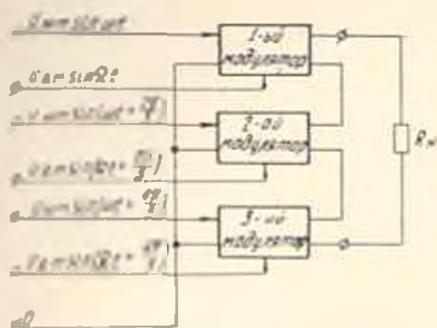


Рис. 1. Блок-схема реализации однофазной модуляции.

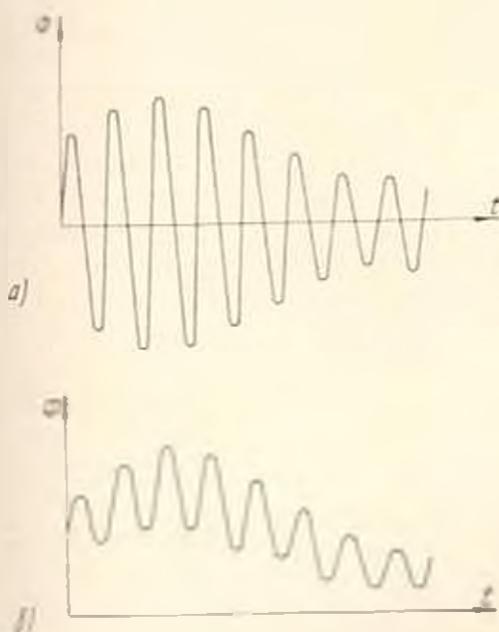


Рис. 2. Два типа амплитудной модуляции: а) в нелинейной системе; б) в линейной параметрической системе.

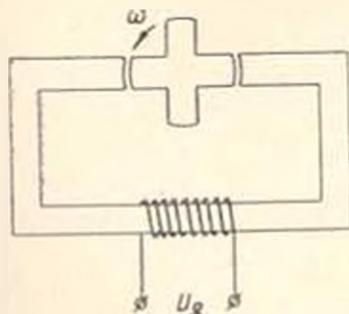


Рис. 3. Механической модуляции магнитного потока.

имеется m таких сердечников, в которых частоты ω и Ω составляют m -фазную систему. Если фазовые соотношения в такой системе соответствуют фазокомпенсационному методу однополосной модуляции и напряжения обмоток суммируются в общем контуре, то для выходного напряжения системы можно записать:

$$U_n = \sum_{k=1}^m U_{\omega} \left\{ 1 + \gamma \sin \left[\omega t + (k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} \sin \left[\Omega t + (k-1) \frac{2\pi}{m} \right] = \\ = \frac{m}{2} \gamma U_{\omega} \cos(\omega - \Omega) t, \quad (3)$$

где γ — глубина модуляции магнитной проводимости.

Следовательно, при осуществлении однополосной модуляции указанным способом можно использовать механическую высокочастотную модуляцию медленно-изменяющегося магнитного потока. Поэтому однополосная модуляция принципиально может быть реализована в индукторной машине. Для этого надо осуществить в каждом зубце вдоль расточки якоря модуляцию медленно-изменяющегося магнитного потока, создаваемого обмоткой возбуждения, механическим путем и соответствии с рис. 2, б с соблюдением необходимых фазовых соотношений. Имеющее место в индукторных машинах изменение магнитной проводимости воздушного зазора с частотой $\omega = 2\pi Z_p n$, (где Z_p и n — число зубцов и скорость ротора в об/сек) как раз играет роль механического модулятора. Закон изменения индуктивности механическим путем не зависит от материала сердечников (зубцов), поэтому перемножение сигналов и амплитудная модуляция в параметрической системе могут быть осуществлены точнее, чем в нелинейной системе [1]. Далее, так как индукторная машина, возбуждаемая переменным током, является линейной параметрической системой, сталь ее должна быть ненасыщенной. Итак, для реализации однополосной модуляции в индукторной машине принципиально необходимы:

1. Многофазная обмотка возбуждения, создающая в каждом зубце статора магнитный поток, изменяющийся с частотой Ω .

2. Многофазная зубцовая зона, создающая под каждым зубцом статора изменение магнитной проводимости воздушного зазора с частотой ω .

3. Необходимые фазовые соотношения между изменениями магнитных потоков и проводимостей отдельных зубцов вдоль расточки якоря.

4. Ненасыщенная сталь магнитопровода, что, впрочем, часто выполняется и для обычных индукторных машин.

Обмоткой возбуждения может служить обычная двух- или трехфазная распределенная обмотка, уложенная в тех же пазах статора, что и рабочая обмотка или в специальных пазах. Обмотка возбуждения подключается к двух- или трехфазному источнику частоты Ω . В качестве многофазной зубцовой зоны целесообразно использовать ин-

терференционную (нониусную) зубцовую зону [2], у которой числа зубцов статора и ротора отличаются на единицу на каждую пару полюсов обмотки возбуждения. Каждый зубец статора вместе с противолежащим зубцом ротора можно рассматривать как отдельный магнитный модулятор, магнитный поток которого изменяется в соответствии с рис. 2, б. Возможны различные конструктивные варианты выполнения рабочей обмотки, при которых могут складываться напряжения отдельных модуляторов в общем контуре или токи отдельных модуляторов в общем узле.

Погрешность фазокомпенсационного метода определяется рассеянием значений амплитуд и фаз многофазной системы от их расчетных значений. Если фазокомпенсационная схема использует идентичные устройства (модуляторы и фазовращатели) в каждой фазе, то распределение и, в частности, среднеквадратичные отклонения и дисперсии векторов рабочей боковой частоты одинаковы во всех фазах. В соответствии с теоремой сложения дисперсий получаем, что сумма из m векторов рабочей боковой частоты (выходной сигнал) имеет в \sqrt{m} раз меньшее рассеяние, чем вектор рабочей боковой частоты в каждой фазе в отдельности. Это уменьшение относительной ошибки при сложении отдельных векторов рабочей боковой частоты диктует необходимость увеличения числа фаз схемы однополосной модуляции. Однако увеличение числа фаз в существующих схемах приводит к значительному увеличению и усложнению аппаратуры вследствие необходимости иметь большое число модуляторов и сдвинутых по фазе напряжений низкой и высокой частоты. Поэтому в радиопередающих устройствах и силовых преобразовательных установках находят применение схемы с числом фаз, обычно не превышающим четырех.

В индукторной машине, возбуждаемой переменным током, однополосная модуляция осуществляется с числом фаз, равным числу зубцов статора m при минимальном числе сдвинутых по фазе напряжений модулирующей частоты Ω (равным двум или трем). При этом используется преобразование двух- или трехфазного тока в m -фазный с помощью вращающегося магнитного поля [3]. Благодаря совмещению преобразователя числа фаз с модуляторами возрастает точность выделения рабочей боковой частоты без усложнения схемы. Связь между мощностями в отдельных индуктивно связанных цепях с частотой токов, протекающих в этих цепях, дается уравнениями Мэлли-Роу:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{mn}}{m^{(n)} + n\Omega} = 0 \\ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{nP_{mn}}{m^{(n)} + n\Omega} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где P_{mn} — мощность, выделяемая на одной из комбинационных частот $m^{(n)} + n\Omega$. В случае, когда в системе существуют только три частоты,

а именно, частота источника приложенного сигнала ω , частота Ω генератора, осуществляющего модуляцию параметра — индуктивности сердечника, и частота тока в нагрузке $\omega_0 = \omega + \Omega$, уравнения (4) значительно упрощаются. Положив m и n в первом уравнении равными 1 и 0; 1, во втором 0; 1 и 1, получим:

$$\frac{P_{\omega}}{\omega} + \frac{P_{\omega_0}}{\omega_0} = 0 \quad \text{и} \quad \frac{P_{\Omega}}{\Omega} + \frac{P_{\omega_0}}{\omega_0} = 0. \quad (5)$$

Мощности, передаваемой от сердечника, в этих соотношениях приспосабливается знак минус и наоборот; поэтому мощность P_{ω} должна быть взята со знаком минус, а мощности P_{Ω} и P_{ω_0} — со знаком плюс. Как видно из (5), выходная мощность потребляется как от источника частоты ω , так и от источника частоты Ω , причем в количествах, пропорциональных соответствующим частотам. Преобразование выражения (5) в одно, получим:

$$\frac{P_{\omega}}{\omega_0} = -\frac{P_{\Omega} + P_{\omega_0}}{\omega + \Omega}, \quad (6)$$

откуда к.п.д. преобразования:

$$\eta_{\text{пр}} = \frac{P_{\omega_0}}{|P_{\omega} + P_{\Omega}|} = \frac{\omega_0}{\omega + \Omega} = 1. \quad (7)$$

Реальные соотношения будут отличаться от теоретических (5) + (7) из-за потерь в реальных элементах и наличия других гармоник. Полученные соотношения полностью применимы к линейной параметрической системе [4], т. е. к индукторному генератору, возбуждаемому переменным током, если на выходе генератора выделяется одна боковая частота. В двигательном режиме сохраняются эти же соотношения, но мощности P_{ω} и P_{Ω} берутся со знаком плюс, а мощность P_{ω_0} — со знаком минус. Из рассмотрения основных энергетических зависимостей можно сделать вывод, что в индукторной машине, возбуждаемой переменным током и реализующей однополосную модуляцию:

выполняются энергетические соотношения между мощностями, присущие машинам двойного питания, т. е. такая машина является асинхронизированной синхронной индукторной машиной;

принципиально возможно преобразование частоты с высоким к.п.д.

Ток обмотки возбуждения пульсирует с частотой ω вследствие модуляции магнитной проводимости зубцов. Действительно, если записать магнитную проводимость k -го зубца в виде

$$i_k = i_0 \left\{ 1 + \gamma \cos \left[\omega t + (k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} \quad (8)$$

и просуммировать проводимости зубцов на ширине секции обмотки возбуждения ($p = 1$, диаметральный шаг), то получим:

$$\Lambda_1 = \sum_{k=1}^{\frac{m}{2}} i_k = i_0 \left[\frac{m}{2} - \frac{\gamma}{\sin \frac{\pi}{m}} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{m} \right) \right].$$

Для следующей катушки этой же фазы суммарная магнитная проводимость зубцов равна:

$$\Lambda_2 = \sum_{k=2}^{\frac{m}{2}+1} \lambda_k = \lambda_0 \left[\frac{m}{2} - \frac{\gamma}{\sin \frac{\pi}{m}} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{m} \right) \right].$$

Для трехфазной обмотки число пазов на полюс и фазу $q = m/6$, так что для q -ой катушки имеем:

$$\Lambda_q = \sum_{k=\frac{m}{6}}^{\frac{m}{2} + \frac{m}{6} - 1} \lambda_k = \lambda_0 \left[\frac{m}{2} - \frac{\gamma}{\sin \frac{\pi}{m}} \sin \left(\omega t - \frac{3\pi}{m} + \frac{\pi}{3} \right) \right].$$

Суммарное магнитное сопротивление зубцов одной фазы:

$$\Lambda_\phi = \sum_{l=1}^{\frac{m}{6}} \Lambda_l = \lambda_0 \left[\frac{m^2}{12} - \frac{\gamma}{2 \sin^2 \frac{\pi}{m}} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (9)$$

При достаточно большом числе зубцов m (что практически выполняется в индукторных машинах для среднего диапазона частот) можно считать $\sin \frac{\pi}{m} \approx \frac{\pi}{m}$. Тогда соотношение переменной и постоянной составляющих магнитной проводимости всех зубцов одной фазы равно

$$\frac{\gamma}{2 \left(\frac{\pi}{m} \right)^2} : \frac{m^2}{12} = \frac{6\gamma}{\pi^2} \approx 0,6\gamma.$$

Таким образом, глубина высокочастотной модуляции тока одной фазы трехфазной обмотки возбуждения не превосходит 0,6 от глубины модуляции магнитной проводимости. Так как практически γ не превосходит 0,4, то можно считать, что ток обмотки возбуждения имеет вид, показанный на рис. 2, б с высокочастотной пульсацией амплитуды не более 0,25. Эта пульсация легко устраняется фильтром, пропускающим только частоту Ω .

Можно легко показать, что форма кривой выходного напряжения является улучшенной даже при заниженных требованиях к форме кривых как н. с. возбуждения $F(t)$, так и магнитной проводимости $\lambda(t)$ зубцов. Для этого запишем для k -го зубца обе функции в виде рядов Фурье:

$$\lambda_k = \lambda_0 \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n \sin \left[n\omega t + \varphi_n + n(k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\}, \quad (10)$$

$$F_k = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \left[n\omega t + \varphi_n + n(k-1) \frac{2\pi}{m} \right]. \quad (11)$$

Магнитный поток k -го зубца равен:

$$\begin{aligned} \Phi_k = F_k i_k = i_0 \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{\nu} \sin \left[\nu \Omega t + \psi_{\nu} + \nu(k-1) \frac{2\pi}{m} \right] + \\ + \frac{i_0}{2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} F_{\nu} \gamma_n \cos \left[(\nu \Omega - n \omega) t + \psi_{\nu} - \varphi_n + (\nu - n)(k-1) \frac{2\pi}{m} \right] + \\ + \frac{i_0}{2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} F_{\nu} \gamma_n \cos \left[(\nu \Omega + n \omega) t + \psi_{\nu} + \varphi_n + (\nu + n)(k-1) \frac{2\pi}{m} \right]. \quad (12) \end{aligned}$$

При суммировании потоков от $k=1$ до $k=m$ обращаются в нуль все слагаемые, кроме тех, которые входят во вторую сумму и имеют $\nu=n$. Для результирующего потока, обуславливающего выходное напряжение, получим:

$$\Phi = \sum_{k=1}^m \Phi_k = \frac{m i_0}{2} \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{\nu} \gamma_{\nu} \cos [\nu(\omega - \Omega) t + \psi_{\nu} - \varphi_{\nu}], \quad (13)$$

где ν — номер гармоники, присутствующей одновременно в обеих функциях (10) и (11). Учитывая, что амплитуды ν -ых гармоник обеих функций перемножаются, можно заметить, что в кривой результирующего потока паразитные гармоники ($\nu \neq 1$) в сильной степени подавлены. Поэтому к обмотке возбуждения не предъявляются жесткие требования по форме кривой н.с. и могут быть применены обычные обмотки.

Поступило 5.VI.1969.

Ա. Ս. ԱՅՆԱՐԳ

ԱՊԱՍԻՆԵՐՈՆԱՑՎԱԾ ԻՆՎՈՒԿՏՈՐԱՅԻՆ ՍԻՆԵՐՈՆ ՄԻՔԵՆԱՅԻ
ԻՐԱՎԱՆԱՑՄԱՆ ՀԻՄՆԱԿԱՆ ՍՎՋՐՈՒՆՔՆԵՐԸ

Ա. մ փ ն փ ո ռ ի մ

Հողվածում տեսական դասողություններ ևն արվում ապասինխրոնացված ինդուկտորային սինխրոն մեքենա ստեղծելու վերաբերյալ մեքենա, որն իրենից ներկայացնելու է միաշերտ մոդուլյացիայի ֆազակոմպենսացիոն մեթոդը իրականացնող սարք: Որոշված ևն մեքենայի իրականացման հիմնական սլայմանները: Յուրջ է տրված, որ այդ մեքենան դժային պարամետրական սինտոն է և, այդպիսին լինելով, միաշերտ մոդուլյացիան ավելի հիշտ է իրականացնում քան ոչ դժային սինտոնը:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Харкевич А. А. Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. Гостехиздат, 1956.
2. Хазедорн Г. Генераторы большой мощности для среднего диапазона частот. В сб. «Электрические машины специального назначения». ГЭИ, 1960.
3. Бамдас А. М., Кулинич В. А., Шапиро С. В. Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз. ГЭИ, 1961.
4. Тафт В. А. Электрические цепи с переменными параметрами. «Энергия», 1968.