

ԱՍԻՆԽՐՈՆ ԸՆԹԻՉԻ ԿԱՌԱՎԱՐՈՒՄԸ ՍԱՅՈՂ ՌԵԺԻՄՆԵՐՈՒՄ

Վ.Սկրտչյան, Վ.Մարտիրոսյան, Բ.Յակոբջանյան

Հայտնի է, որ սահող ռեժիմներում համակարգերի ղեկավարումը իրականացրել է Վ.Ի.Ռոտկինը, որը դիտարկել է հեռանկարային ուղղություններից մեկը՝ սահող ռեժիմների պրակտիկ կիրառումը ցանկացած տիպի էլ. մեքենաներ ղեկավարման համար: Տվյալ ուղղության հետաքրքրությունը պայմանավորված է բազմաթիվ գործոններով և նրանց կիրառմամբ, ուժային ղեկավարման փոխակերպիչների ստեղծումով և այլն:

Վերջին ժամանակներում այն խնդիրներում, որտեղ պահանջվում էր արագության կարգավորում լայն սահմաններում, մեծամասամբ օգտագործվել է հաստատուն հոսանքի բանեցում: Դա բացատրվում է համեմատաբար մաք. մոդելի պարզությամբ, հնարավորության դեպքում իրականացնել ղեկավարումը գրգռման կանալում ցածր հզորությամբ: Սակայն այնպիսի գործոններ, ինչպիսիք են կոլեկտորային հանգույցի առկայությունը, իներցիայի մոմենտի մեծությունը, արտադրման բարձր արժեքը և շահագործման ծախսերը միշտ էլ հանդիսացել են էլ. բանեցման սահմանափակ օգտագործման իրական պատճառները: Կառավարվող տիրիստորների և տրանզիստորների ստեղծումը հնարավորություն է տալիս կարգավորել հզորությունը տասնյակ և հարյուրավոր կվտ-ների դեպքում, ցանկացած ռեժիմների համար իրական էր այդ պարբերությունները լուծելու համար:

Սինուսոյն ժամանակ ուժային փոխակերպիչների պոտենցիալ հնարավորությունները չեն իրագործվել հաճախականային ղեկավարման սկզբունքի և գծային կարգավորիչի կողմնորոշումներից էլ. մեկով:

Այդ անցումային սահմանների շրջանակում, պրոցեսի ղեկավարման վիճակի մասին ոչ լրիվ ինֆորմացիայի առկայությունը և առկա խաչվող ոչ գծային կապերը կարգավորման առանձին կոնտուրների միջև հնարավորություն չեն տալիս գտնել բավարար լուծումներ, նամանավանդ, երբ պահանջվում է ավելի կոնկրետ և խորը կարգավորում: Ավելի իրական և մատչելի լինելու համար ձևակերպվել են խնդիրներ, որոնց լուծման համար հարկ է լինում դիմել ավտոմատ կարգավորման ոչ գծային համակարգերի դատում ղեկավարմանը, սահող ռեժիմներով ղեկավարման սկզբունքների վրա հիմնված նոր ալգորիթմների և տեխնիկական միջոցների մշակմանը, որոնք օգտագործում են գոյություն ունեցող ոչ գծային խզված բնութագրերը: Այսպիսով «վերագրված է» խզումներով ղեկավարվող ներգործություն: Օգտվում են դրանից, որպեսզի կազմակերպեն կարգավորման մեջ համակարգի իրավիճակը սահող ռեժիմներում, որոշ մակերևույթներով, որոնց հավասարումները պետք է որոշեն շեղումները ցանկալի ռեժիմից: Ինչպես հայտնի է, հավասարումների կարգը սահող ռեժիմներում նվազում է սկզբնական համակարգի կարգի հետ համեմատած, շարժումը կարող է հանդիսանալ ինվարիանտ պարամետրերի վրդովմունքների նկատմամբ և իրենց իրականացման համար և, ինչպես կանոն, ունեն անհավասարության տեսք, այդ պատճառով համապատասխան ալգորիթմ մշակելու համար չի պահանջվում միշտ ինֆորմացիա օբյեկտի օպերատորի մասին:

Ներգործության վերջավոր գործակիցների օգնությամբ օբյեկտի օպերատորի մասին ինֆորմացիայի բացակայության դեպքում ձեռք է բերվում ցանկալի կախվածություն համակարգի տարբեր կարգավորվող կոորդինատների միջև: Համեմատած գծային համակարգի հետ, որն օգտագործում է նույն ինֆորմացիան, ապահովում է կայունության լայն տիրույթ՝ սկզբնական պայմաններով, այն կետի շուրջը, որը համապատասխանում է առավել արտադրողական ռեժիմին, անցումային պրոցեսի ժամանակ կոորդինատները չեն գերազանցում որոշ ֆիքսված արժեքների: Շարժումը սահող ռեժիմներում կախված չէ ղեկավարումից և որոշվում է խզման մակերևույթների հավասարմամբ: Որոշակի պայմանների դեպքում, երբ ներմուծվում են սահող ռեժիմներ, ստացվում է համակարգ ինվարիանտ վրդովող ազդեցությունների վարիացիաների հանդեպ:

Տվյալ աշխատանքի նպատակն է բարձրացնել ղեկավարման ճշտությունը, իջեցնել էներգետիկական ծախսերը:

Այս նպատակը իրականացնելու համար առաջարկվում է օգտվել վերը նշված գաղափարներից և այն կիրառել ասինխրոն շարժիչի ղեկավարման համար սահող ռեժիմներում: Ասինխրոն շարժիչի ղեկավարումը կատարվում է ամպլիտուդային, ֆազային, ամպլիտուդա-ֆազային փոխակերպիչների միջոցով: Բոլոր տիպի էլ. շարժիչներից ասինխրոն շարժիչը ամենահասարակն է, ապահովել և ստացել է լայն կիրառում բոլոր էլեկտրաբանեցումներում, որը չի պահանջում արագության կարգավորում լայն տիրույթներով: Սակայն այդ հնարավորությունների իրագործումը էլեկտրաբանեցման կարգավորումներում կանգնեց ղժվարության առաջ, քանի որ այս տեսակետից ասինխրոն շարժիչի կարգավորումը, ըստ երևույթին, ղժվար է: Բանն այն է, որ ասինխրոն շարժիչը բնութագրվում է իրականում դիֆերենցիալ հավասարումների ոչ գծային համակարգով և իր նորմալ կարգավորման համար անհրաժեշտ է միաժամանակ ղեկավարել մի քանի փոխկապակցված մեծություններով, օգտագործելով այն կանալը որով մատուցվում է էներգիա: Այդ կոորդինատները կարող են լինել, օրինակ, շարժիչի լիսեռի պտտման արագությունը, մագնիսական հոսքը և այլն:

Աշխատանքի հիմքը Վ.Ի.Ռոտկինի գրքի մեջ շարադրված գաղափարներն, որոնք վերաբերում են ասինխրոն շարժիչի ղեկավարման հարցերին: Գրքում նկարագրվածը տեսականորեն նոր է, բայց տեխնիկական իրականացված չէ: Աշխատանքի նպատակն է ստանալ ասինխրոն շարժիչի մոդելը, հիմնված նրա աշխատանքը նկարագրող դիֆերենցիալ հավասարումների կոնկրետ օրինակի վրա, քանի որ կառավարումը կատարվում է սահող ռեժիմներում պետք է մշակենք մի տեխնիկական միջոց, որը ցույց տա սահող ռեժիմների առկայությունը, պետք է մշակել կառավարման ալգորիթմ, որը հնարավորություն կտա միշտ շարժիչը պահել սահող ռեժիմում:

Կատարված աշխատանքը թույլ է տալիս եզրակացնել, որ գոյություն ունեցող ասինխրոն շարժիչը սահող ռեժիմներում կառավարող համակարգ ունի հետևյալ բերությունը, այն չի ֆիքսում այն արժեքը, այդ պատճառով երբ համակարգը դուրս է գալիս սահող ռեժիմից, որը բացասական է, քանի որ, այդ դեպքում համակարգը ֆիզիկական գոյություն չունի: Դրա համար համակարգի ներսում ներմուծում ենք ինդիկատորի օգնությամբ հնարավոր է շարժիչը պահել սահող ռեժիմում, և երբ նա դուրս գա սահող ռեժիմից, նրան վերադարձնել նախորդ դիրքի:

ԲՐԵԳԳԻ ՍԱՆՐԱԹԵԼԱ-ՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ՑԱԼՑԻ ԴԻՄԱՆ ՎՐԱ ՋԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԻ ՏՎԻՉՆԵՐԻ ՍՏԵՂԾՈՒՄԸ ԵՎ ԿԻՐԱՌՈՒՄԸ

Վ. Սկրտչյան, Է. Մարտիրոսյան, Ս. Գրիգորյան, Ա. Պարոնիկյան

Ներկայումս գիտության նորագույն տեխնոլոգիա է համարվում Բրեգգի մանրաթելա-օպտիկական ցանցը, որի հատկությունների և դրանց կատարելագործման ուսումնասիրությամբ են զբաղվում գիտնականներ աշխարհի բոլոր ծայրերից: Ստեղծվում են տվիչներ, ճառագայթների օպտիկական ֆիլտրեր, մոդուլատորներ, հարցման և մոնիտորինգի համակարգեր (interrogation systems), մուլտի-պլեքսացված տվիչներ, որոնց հիմքում ընկած է Բրեգգի մանրաթելա-օպտիկական ցանցը: Բրեգգի մանրաթելա-օպտիկական ցանցը (հետագայում ԲՄՕՅ) իրականում իրենից ժամանակակից դիֆրակցիոն ցանց է:

Նախկինում դիֆրակցիոն ցանցեր ստացվում էին ապակե հարթ թիթեղի վրա բաժանիչ մեքենայով նեղ զուգահեռ նուրբ զօնկներ տանելով: ապակե անվաս տեղերը գործում էին որպես ճեղքեր, նրբազօնվածները՝ որպես անթափանց շերտեր:

Ժամանակակից տեխնոլոգիաները թույլ են տալիս ստեղծել այնպիսի դիֆրակցիոն ցանցեր, որոնց չափերը հասնում են միկրոնների: Գոյություն ունեն դիֆրակցիոն ցանցերի տարբեր տեսակներ՝ համաչափ, անհամաչափ, թեք և այլն:

Սույն աշխատանքում հետազոտվող դիֆրակցիոն ցանցը կոչվում է Բրեգգյան ցանց (Bragg grating), որը պատրաստված է օպտիկական մանրաթելի միջուկի մեջ: Այս տիպի ցանցերի պատրաստման տեխնոլոգիան կապված է օպտիկական մանրաթելի ուլտրամաուլակազույն ճառագայթներով մշակման միջոցով ֆոտոսենսիտիվության հիման վրա

$$2 \left( \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda_p} \right) = \frac{2\pi}{\Lambda} \quad (3)$$

որը առաջին հերթին պարզություն է մտցնում Բրեզգի պայմանի մեջ  $\lambda_p = 2 n_{eff} \Lambda$ , որտեղ ԲՄՕՑ-ի  $\lambda_p$  ալիքի երկարությունը ընկնող այն լույսի ալիքի երկարությունն է, որը պետք է անդրադարձնի ԲՄՕՑ-ի կողմից,  $n_{eff}$ -ը մանրաթելի միջուկի էֆեկտիվ բեկման ցուցիչն է կենտրոնական ալիքի երկարության համար:

Ալիքի երկարության ցանկացած փոփոխությունները, որոնք ԲՄՕՑ-ի վրա արտաքին ազդեցությունների արդյունք են, կազմում են դեֆորմացիայի և ջերմաստիճանի բաղադրիչների ազդեցությունների գումար: Ուստի, սենսորային տեխնոլոգիաներում, որտեղ մեզ միայն մեկ ազդեցությունն է հետաքրքրում, ջերմաստիճանի և դեֆորմացիայի ապահանգում պարզորոշ դառնում է անհրաժեշտ գործոն: Այստեղ կիրառելի է դառնում Վարդան Սկրտչյանի կողմից առաջադրված Discontinuous Control and Setting Adjustment (Ընդհատ Կառավարում և Սարքումների Ճշտում) տեսությունը, որի ստեղծած միջավայրում կարելի է կոմպենսացնել երկու պարամետրերից որևէ մեկը:

### СОЗДАНИЕ ДАТЧИКА ВЛАЖНОСТИ НА ОСНОВЕ ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ РЕШЕТКИ БРЭГГА

*В.Мкртчян, Э.Марткян, М.Григорян, А. Пароникян*

Конец XX столетия можно считать началом становления метрологии. История развития волоконно-оптических датчиков тесно связана с внедрением оптических кабелей.

Современные волоконно-оптические датчики-это устройства, которые преобразуют внешние воздействия (давление, температуру, деформацию, влажность и т.д.) в физические возмущения (интенсивность, фаза, поляризация, длина волны света).

Основные преимущества, которыми обладают волоконно-оптические датчики по отношению к обычным датчикам, следующие: 1. взрывобезопасность-гарантируется абсолютной неспособностью волокна быть причиной искры, а также пеметаллическая конструкция предотвращает электропроводность опасных напряжений; 2. малый размер и вес кабеля-они могут быть применены в труднодоступных местах, т.е. в космосе, под водой и т.п. 3. безындукционность-практически отсутствует влияние электромагнитной индукции; 4. радиочастотная пассивность-т.е. не бывает радиочастотных эмиссий; 5. механическая прочность-они сделаны из отделимого прочного материала кварца, который не поддается коррозии и выдерживает большие механические нагрузки (выдерживает нагрузку на разрыв примерно 7 кг); 6. высокая чувствительность-они в состоянии измерять колебания температуры в пределах (-200-+800)<sup>0</sup> С при изготовлении из кварца и до +2000<sup>0</sup>С при изготовлении из сапфира с максимальной точностью до 0.1<sup>0</sup>С; 7. широкополосность-они имеют возможность обслуживания широкого диа-пазола частот (предполагается до нескольких десятков терагерц); 8. геометрическая универсальность (многосторонность)- им может быть придана самая различная форма (кагушка, стержень, плоский или фигурный элемент и т.д.); 9. высокая коррозионная стойкость-особенно к химическим растворителям, маслам, воде и т.п.; 10. муль-тишлекса-ция-они обладают способностью к одновременному счи-тыванию различных параметров, благодаря этому снижается себе-стоимость системы.

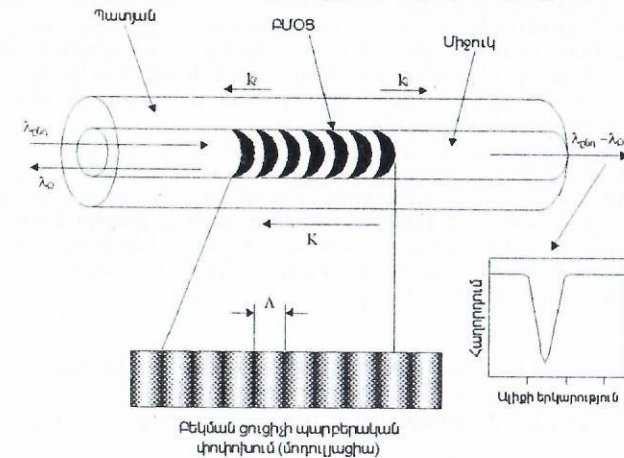
Основными недостатками волоконно-оптических датчиков являются: 1. хрупкость-нужно принимать меры предосторожности при изготовлении волоконно-оптических датчиков, поэтому во время производства используют робототехнику;

մուգ գույնի ատոմական հարթությունների անցկացման հետ: Անցնող կամ անդրադարձող լուսային ալիքների բնութագրերը պետք է համապատասխանաբար բավարարեն կամ չբավարարեն Բրեզգի պայմանին: Ըստ Բրեզգի պայմանի, մաքսիմումները առաջանում են, երբ բյուրեղների զուգահեռ հարթություններից անդրադարձած ճառագայթների ընթացքների տարբերությունը հավասար է ամբողջ թվով ալիքի երկարությանը: Բրեզգի պայմանը գրվում է հետևյալ կերպ.

$$2 \Lambda \sin \Theta = n \lambda, \quad (1)$$

որտեղ  $\Lambda$ -ն հարթությունների միջև եղած հեռավորությունն է,  $\Theta$ -ն ընկնող ճառագայթների կազմած անկյունն է անդրադարձնող հարթության հետ (սահիքի անկյուն),  $\lambda$ -ն ընկնող ճառագայթի ալիքի երկարությունը,  $n$ -ը՝ անդրադարձման կարգը, որը դրական ամբողջ թիվ է:

Պարզազույն դեպքում ԲՄՕՑ-ը բաղկացած է միամող օպտիկական մանրաթելի միջուկի մեջ բեկման ցուցիչի պարբերական մոդուլյացիայից: Համաչափ մանրաթել-օպտիկական ցանցերի այդ տեսակները, որտեղ ֆազի ճակատները ուղղահայաց են մանրաթելի երկայնական առանցքին և ցանցի հարթությունները ունեն հաստատուն պարբերություն (Նկար 1), համարվում են ԲՄՕՑ կառուցվածքների հիմնաբարը:



Նկար 1. Հաստատուն անալիտոդի մոդուլյացիայով և պարբերությամբ համաչափ ԲՄՕՑ-ի պատկերումը:

Բրեզգի պայմանը պարզապես պահանջում է բավարարել էներգիայի և մոմենտի պահպանման օրենքներին: Էներգիայի պահպանման օրենքը ( $\hbar \omega_f = \hbar \omega_i$ ) պահանջում է, որ ընկնող և անդրադարձած ճառագայթման հաճախությունները լինեն նույնը: Համաչափ մոմենտի պահպանման օրենքի, ընկնող ալիքի  $k_i$  վեկտորին գումարած ցանցի ալիքի  $K$  վեկտորը, պետք է հավասարվի ցրված (անդրադարձած) ճառագայթման ալիքի վեկտորին  $k_f$ :

$$k_i + K = k_f \quad (2)$$

որտեղ ցանցի ալիքի  $K$  վեկտորը ցանցի հարթություններին ուղղված նորմալ է:  $2\pi/\Lambda$  մեծությամբ (որտեղ  $\Lambda$ -ն ցանցի հարթությունների միջև ընկած տարածությունն է Նկար 1): Անդրադարձած ալիքի վեկտորը մեծությամբ հավասար, բայց ուղղությամբ հակառակ է ընկնող ալիքի վեկտորին: Հետևաբար, մոմենտի պահպանման օրենքը կընդունի հետևյալ տեսքը.

2. высокая стоимость - кроме волоконно-оптических датчиков, для их обслуживания нужна соответствующая аппаратура; 3. степень трудности установки - в мире только горстка фирм имеет возможность производить эти датчики.

С существенным открытием светочувствительности в оптических волокнах был разработан новый класс компонента, называемый волоконно-оптической решеткой Брэгга. Это устройство способно выполнять множество функций типа отражения и фильтрации, причем с низкими потерями. Волоконно-оптическая решетка Брэгга - сравнительно простое устройство состоящее в наиболее основной форме из периодической модуляции показателя преломления по центральной жиле оптического волокна.

Принцип работы датчика влажности основан на применении интерферометра Маха-Цендера. Интерферометр состоит из двух полупрозрачных зеркал. Источником света в этом устройстве служит полупроводниковый лазер. Лазер излучает когерентный свет, т.е. все фотоны согласованы во времени и пространстве. С помощью полупрозрачного зеркала лазерный луч на своем пути делится на два пучка. Первый из них, проходящий через полупрозрачное зеркало, вводится в волокно, используемое в качестве датчика температуры (реперное волокно или опорное плечо интерферометра), а второй, отражаемый зеркалом, поступает в так называемое измерительное плечо интерферометра, используемое в качестве датчика влажности. В этом случае для измерения влажности применяют психрометрический метод, т.е. для определения значения влажности используют два термометра: сухой и влажный, в роли которых представлены измерительные и опорные волокна, в которых находятся модуляторы света, точнее, волоконно-оптические решетки Брэгга. Оба волокна подвергаются воздействию температур: сухого и влажного сред, при этом лазерный пучок со сплошным спектром, падая на волоконно-оптическую решетку Брэгга, дифрагирует. Но при этом дифрагирует лишь та составляющая, длина волны которой удовлетворяет условию Брэгга:  $d = 1/2n\lambda$ , поскольку  $\sin Q = 90^\circ$ . При этом часть лазерного луча отражается, а другая часть фильтруется и продолжает свой путь. Под воздействием внешних параметров, точнее, температуры и влажности, происходит изменение расстояния  $d$  между атомными плоскостями волокна, вызывая изменение оптических длин световодов, в результате которого происходит сдвиг фаз оптических сигналов. Далее оба световых пучка проходят в общий световод, интерферируя между собой, результат их "рекомбинации" регистрируется фотодетектором, а затем в фотоприемнике преобразованные из оптических сигналов электрические сигналы поступают в демодулятор. Выделенные демодулятором импульсы, характеризующие принятые датчиком сигналы, обрабатываются процессором, а результаты этой обработки подаются в устройство отображения (на монитор компьютера). В результате мы должны получить два параметра  $t_{\text{сухой}}$  и  $t_{\text{влажный}}$ . Согласно формуле, можно вычислить  $\Delta t = t_{\text{сухой}} - t_{\text{влажный}} / t_{\text{сухой}}$ . После того как мы получим  $\Delta t$ , при помощи психрометрической таблицы для данного значения температуры  $\Delta t$  можно получить соответствующее значение влажности  $\phi$ .

### ЭФФЕКТИВНАЯ ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДАТЧИКА НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН, ОСНОВАННАЯ НА РЕШЕТКЕ БРЭГГА

*В.Мкртчян, Э.Мартирян, С.Балин*

Важным моментом в развитии оптоэлектроники является создание оптических волокон. Изначальной и главной целью разработки оптических волокон было обеспечение ими оптических систем связи. Однако в последнее время оптические

волокна стали применять в качестве датчиков неэлектрических величин. Прежде чем оценить значимость характеристик для обеих областей применения, отметим общие достоинства оптических датчиков:

- малые потери,
- малые габариты,
- механическая прочность,
- отсутствие взаимной интерференции,
- высокая электроизоляционная прочность,
- высокая коррозионная стойкость.

В практике волоконно-оптических датчиков наибольшее значение имеют последние четыре свойства.

Волоконно-оптические системы и датчики показали их преимущества и возможности в различных средах. Теперь волоконно-оптические датчики предлагают большой потенциал для контроля состояния.

Волоконно-оптические датчики разделяются на 4 группы: интенсивметрическую, интерферометрическую, поляриметрическую, модульметрическую.

Каждый из этих датчиков имеет свои характеристики, тем самым обеспечивая индивидуальные методы построения и управления ими. Волоконно-оптический датчик Брэгга - это относительно новый тип оптического датчика. Это вообще классифицируется как интерферометр. В этой системе устойчивая фильтрация на решетке Брэгга неизменно печатывается в сердцевине германиево-силикатного оптоволокна, которая образуется при ультрафиолетовом излучении.

Брэгговский датчик имеет несколько преимуществ по сравнению с другими датчиками оптического волокна. Все другие имеют синусоидальную частотную характеристику, следуя прекращению подачи энергии. С другой стороны, датчик Брэгга первоначально определен исходя из характеристик решетки. Брэгговские волоконные оптические датчики бывают особенно полезны, когда решетка размещается в оптоволокне на различных длинах волн. Каждый из отраженных сигналов имеет свою длину волны от соответствующей решетки может быть проверен при помощи блока связи, детектора и светофильтра, таким образом достигая одиночного мультиплексирования волоконно-оптических датчиков.

Существующие методы построения физических моделей неэлектрических величин мало эффективны. С помощью Брэгговской модели датчика можно описать все существующие датчики электрических величин сопоставляя параметры обоих типов датчиков.

Волоконно-оптическую решетку Брэгга устанавливают в волокно, чтобы контролировать и изменять передачу данных. Это сравнительно простое устройство, и в его наиболее основной форме стоит система, состоящая из периодической модуляции показателя преломления по сердцевине оптического волокна. Решеточная база структуры в оптике направленной волны долго была признана как бы очень важной из-за ее интегрирования с оптическими волокнами и большого количества функций, которые она может облегчить.

Структура поверхности решетки, первоначально осуществленная в плоских волноводах, была исследована для широкого разнообразия фильтрования. С помощью ультрафиолетовой технологии решетки, вписанные в оптическое волокно, очень просто фабриковать.

Они часто приводят к минимальному возмущению волоконной структуры и становятся все более и более недорогими для производства.

В стационарном режиме дифференциальные уравнения емкостного синхронного генератора в комплексной форме примут вид для цепей СГ

$$(g_s + j\omega C_s)\dot{U} + \dot{I} + \omega N U_r = 0$$

для активно-емкостной нагрузки

$$(g_1 + j\omega C_1)\dot{U} - \dot{I} = 0$$

где  $\dot{U} = \dot{U}_d + \dot{U}_q = jU_d + U_q$

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q = ji_d + i_q$$

для активно-индуктивной нагрузки

$$\dot{U} = (r_1 + j\omega L_1)\dot{I}$$

Обозначим ток возбуждения, приведенный к статорным цепям, через

$$\dot{I}_0 = -\omega N U_r = -\frac{\omega N}{g_r} i_r$$

Можно ввести понятие тока рассеяния статора

$$\dot{I}_s = (g_s + j\omega C_s)\dot{U}$$

$$\dot{I}_0 = \dot{I} + \dot{I}_s$$

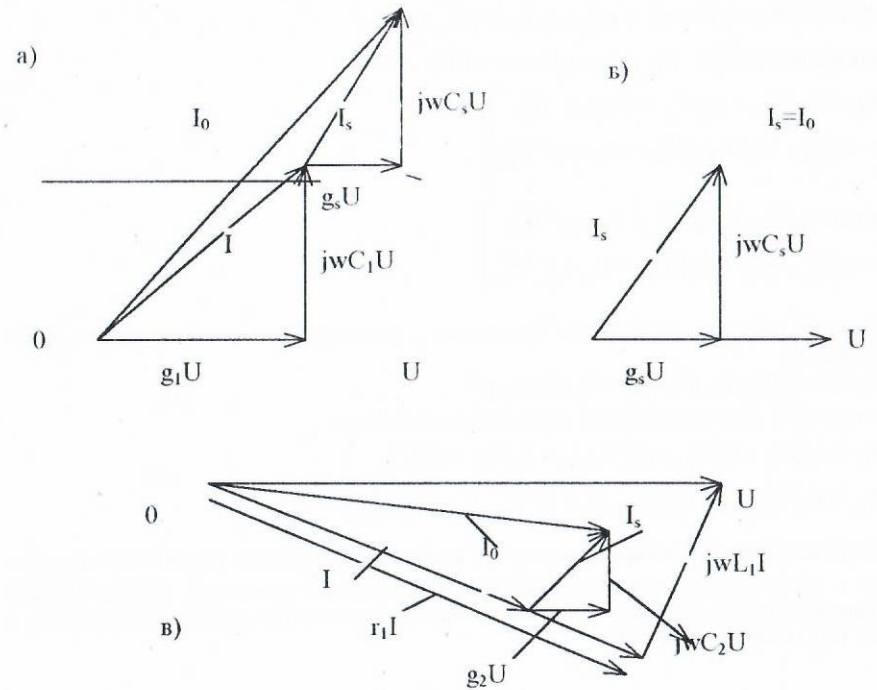
Итак уравнения синхронного генератора при стационарном режиме под нагрузкой будут

$$\left. \begin{aligned} (g_s + j\omega C_s)\dot{U} + \dot{I} &= \dot{I}_0 \\ (g_1 + j\omega C_1)\dot{U} - \dot{I} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

при холостом ходе ( $I=0$ ) имеем

$$(g_s + j\omega C_s)\dot{U} = \dot{I}_0$$

На основе данных уравнений строятся векторные диаграммы емкостного синхронного генератора при а) активно-емкостной, б) холостом ходе, в) активно-индуктивной нагрузках:

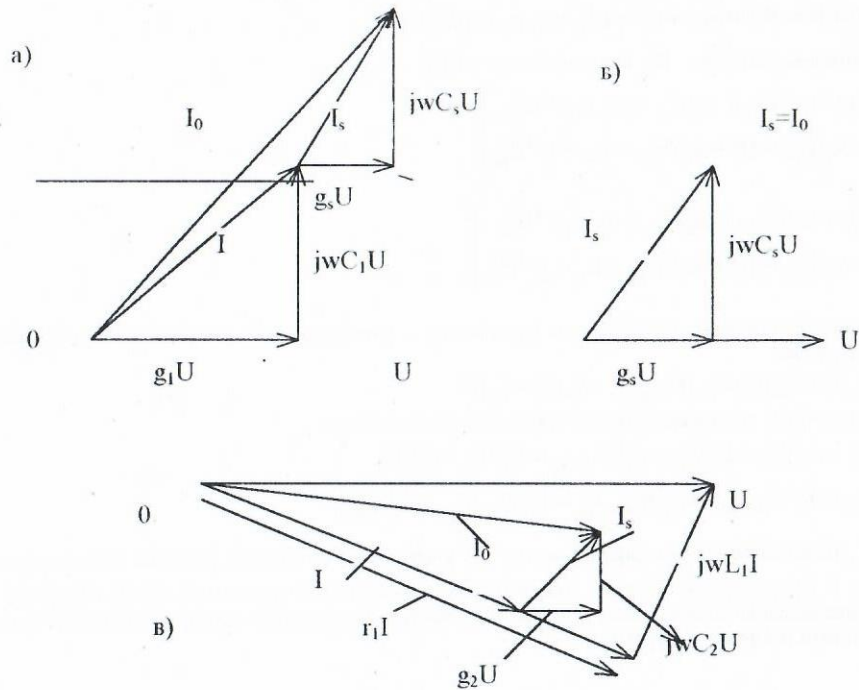


ОПЕРАТОРНЫЕ УРАВНЕНИЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА, ЗАПИСАННЫЕ ЧЕРЕЗ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ ПРИ НАБРОСЕ НАГРУЗКИ

Г.Арешян, А.Маляян

При составлении программ расчетов на ЭВМ переходных процессов автономно работающего синхронного генератора было выяснено, что более целесообразно использовать систему дифференциальных уравнений, записанную через потокосцепления обмоток, а не через токи. Ниже приводятся полученные окончательные выражения уравнений, записанные в операторном виде для приращений потокосцеплений, автономно работающего синхронного генератора при набросе нагрузки. Для цепей генератора с демпферными клетками:

$$\left. \begin{aligned} (p + \omega_{sd})\Psi_d + \omega_0\Psi_q - \omega_{sd}\Psi_D &= -u_d + p^{-1}B_d^0 \\ -\omega_0\Psi_d + (p + \omega_{sq})\Psi_q - \omega_{sq}\Psi_Q &= -u_q + p^{-1}B_q^0 \\ -\omega_{fd}\Psi_d + (p + \omega_{ff})\Psi_f - \omega_{fd}\Psi_D &= u_f + p^{-1}B_f^0 \\ -\omega_{Dd}\Psi_d - \omega_{Df}\Psi_f + (p + \omega_{DD})\Psi_D &= p^{-1}B_D^0 \\ -\omega_{Qq}\Psi_q + (p + \omega_{QQ})\Psi_Q &= p^{-1}B_Q^0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$



ОПЕРАТОРНЫЕ УРАВНЕНИЯ синхронного генератора, ЗАПИСАННЫЕ ЧЕРЕЗ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ ПРИ НАБРОСЕ НАГРУЗКИ

Г.Арешиян, А.Маялян

При составлении программ расчетов на ЭВМ переходных процессов автономно работающего синхронного генератора было выяснено, что более целесообразно использовать систему дифференциальных уравнений, записанную через потокосцепления обмоток, а не через токи. Ниже приводятся полученные окончательные выражения уравнений, записанные в операторном виде для приращений потокосцеплений, автономно работающего синхронного генератора при набросе нагрузки. Для цепей генератора с демпферными клетками:

$$\left. \begin{aligned}
 (p + \omega_{sd})\Psi_d + \omega_0\Psi_q - \omega_{SD}\Psi_D &= -u_d + p^{-1}B_d^0 \\
 -\omega_0\Psi_d + (p + \omega_{sq})\Psi_q - \omega_{SQ}\Psi_Q &= -u_q + p^{-1}B_q^0 \\
 -\omega_{fd}\Psi_d + (p + \omega_{ff})\Psi_f - \omega_{fD}\Psi_D &= u_f + p^{-1}B_f^0 \\
 -\omega_{Dd}\Psi_d - \omega_{Df}\Psi_f + (p + \omega_{DD})\Psi_D &= p^{-1}B_D^0 \\
 -\omega_{Qq}\Psi_q + (p + \omega_{QQ})\Psi_Q &= p^{-1}B_Q^0
 \end{aligned} \right\} (1)$$

лифтовых), так и формированию переходных процессов пуска и торможения с высоким быстродействием.

Для повышения надежности электрооборудования необходимо применение наиболее современной аппаратуры, а также в большинстве случаев создание системы диагностирования состояния электрооборудования. В типовых лифтах свободное падение кабины при нарушении кинематической цепи предотвращается специальными механическими устройствами, называемыми парашютом или ловителями, которые расположены на кабине. Падающую кабину они затормаживают, заклинивая ее в направляющих. Конструкция ловителей определяется типом и скоростью движения кабины. По каждому из указанных проблем необходимо провести квалифицированное исследование и разработку методик проектирования системы электропривода и выбора аппаратуры оборудования.

Ниже приведем общую конструкцию лифта. В специальном машинном помещении, расположенном над вертикальной шахтой, проходящий через все здание, установлена подъемная лебедка и шкаф с электрической аппаратурой схемы управления двигателем. Кабина и ее противовес подвешены на канатах, которые переброшены через канатоведущий и отводной шкивы. Кабина и противовес перемещаются в противоположных направлениях в вертикальных направляющих. Направляющие, по которым катятся ролики кабины и ролики противовеса, закреплены в шахте, огражденной сетчатыми или сплошными стенами. Кабины современных лифтов снабжены раздвижными автоматическими дверьми, электропривод которых находится на кабине. Связь электрооборудования расположенного в кабине лифта с электрической аппаратурой машинного помещения осуществляется гибким многожильным электрическим кабелем.

Рабочая зона передвижения кабины ограничена конечными выключателями, установленными в шахте. Внизу шахты расположены пружинные буферы, служащие для смягчения удара кабины или противовеса в случае аварийного прохода кабины за допустимые пределы помещения.

При аварийном превышении кабиной скорости происходит автоматическое отключение двигателя и одновременно приходит в действие электрический тормоз.

При этом команда на остановку поступает в схему управления электроприводом от ограничителя скорости, центробежный регулятор которого приводится во вращение движущейся кабиной через вспомогательный трос с механизмом его натяжения.

Принцип построения схем управления и тип комплектующей ее аппаратуры определяются скоростью движения кабины. При малой скорости движения основная логическая операция по выбору направления движения и остановке кабины против заданного этажа выполняется на путевых рычажных переключателях, которые расположены в шахте, переключатели меняют состояние контактов при воздействии на них упора кабины.

При повышенной скорости движения кабины возникающие удары от действия упора на рычаг переключателя существенно сокращают срок службы переключающих аппаратов и создают дополнительный шум во время работы лифта. В этом случае используют бесконтактные индуктивные датчики, включаемые в специальные логические релейные схемы.

По мере совершенствования лифтовых установок повышается их комфортабельность.

ԷԼԵԿՏՐՈՒԵՄՈՒՆԻ ԱԳՐԵԳԱՏԻ ԱՅՈՒՄԱՅԻՆ

ԳՈՐԾԸՆԹԱՑԻ ՄՈՂԵԼԱՎՈՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԸ

Է. Ղազարյան, Ս. Չարուբյունյան, Հ. Չարուբյունյան, Ս. Աստվածատրյան

Էլիոլոգիայի մաքուր էլեկտրատրանսպորտի տեսակներն են մագիստրալային ու մերձքաղաքային երկաթուղին, ճեպընթաց տրամվայը, քաղաքային տրամվայը, տրոլեյբուսը, մետրոպոլիտենը, հանքահանման տրանսպորտը: Մի շարք երկրներում բուռն կերպով զարգանում է միառելս ուղևորատրանսպորտը: Ուղևորների ու բեռների տեղափոխումների գերակշիռ մասը իրագործվում է էլեկտրաֆիկացված տրանսպորտի միջոցով:

Հպումային ցանցի էլեկտրամատակարարումը կատարվում է միազրեգատանի և բազմազրեգատ ենթակայանների միջոցով:

Մեկ ազրեգատով ենթակայանները շահագործվում են ապակենտրոնացված բնակչությամբ տարածաշրջաններում:

Համակարգի լավագույն պարամետրեր ունենալու համար անհրաժեշտ է ազրեգատների ելքում ունենալ նվազագույն դրվածքային կարողություն, ապահովել բարձրորակ հաստատուն հոսանք, կատարել ավտոմատ կառավարում:

Քարշի ազրեգատը է ուժային տրանսֆորմատոր է և քիրիստորային ուղղիչ:

Թիրիստորների ընտրության հիմքում ընկած է կարծ միակցման (կ.մ.) հոսանքի փոփոխման բնութագրի ըստ ժամանակի: Կ.մ. հոսանքի տևողությունն ու հարվածային արժեքի չափը կախված է կ.մ. շղթայի պարամետրերից: Հարվածային հոսանքի առավելագույն բռնիքն առկա է «խուլ» կ.մ. դեպքում, երբ վթարը տեղի է ունենում անմիջապես ազրեգատի ելքում:

Ներկա աշխատանքում «խուլ» կ.մ. ռեժիմի համար դիտարկվում է մոդելավորման համակարգ: Նրա հիման վրա ստեղծվում է կ.մ. հարվածային հոսանքի սահմանային արժեքների հաշվարկի ծրագիր: Ծրագրի համար ելակետային տվյալներ են՝

- կ.մ. շղթայի ուրվագիծը,
- տրանսֆորմատորի ելքային լարումների նախնական փուլերը,
- տրանսֆորմատորի փաթույթների ակտիվ ու ինդուկտիվ դիմադրությունները,
- հոսանքասահմանափակիչ ռեակտորի ակտիվ ու ինդուկտիվ դիմադրությունները,
- կ.մ. շղթայի հպումային լարի ակտիվ դիմադրությունը,
- մալուխի ակտիվ դիմադրությունը:

- բ) հաստատուններ.
- տրանսֆորմատորի ելքային լարումների լայնույթները,
- տրանսֆորմատորին սնող ցանցի պարամետրերը:

Անցումային գործընթացը տևում է երկու կամ չորս միջակայք՝ կախված պարպման շղթայի առկայությունից ու կ.մ. շղթայի կոնտուրի փոփոխությունից:

$$u_{b3} - u_{c3} - u_{c2} = (L_d + 2L_{k3} + L_{k2}) \cdot \frac{di_{d1}}{dt} + (R_d + 2R_{k3} + R_{k2}) \cdot i_{d1} \quad (1)$$

(1)-ի լուծման համար ելակետային տվյալներ են բեռի հոսանքի ու ֆազային լարումների ընթացիկ արժեքները /մինչ վթարի ակնթարթը/:

$$u_{b3} - u_{c3} = (L_d + 2L_{k3}) \cdot \frac{di_{d2}}{dt} + (R_d + 2R_{k3}) \cdot i_{d2} \quad (2)$$

(2)-ի լուծման համար ելակետային տվյալ է ծառայում (1)-ի ընթացիկ արժեքը երկրորդ միջակայքի սկսման ակնթարթին: Այստեղ՝  $u_{b3}, u_{c3}, u_{c2}$  - համապատասխան ֆազային լարումների ընթացիկ արժեքներն են,

$R_d, R_{k2}, R_{k3}, L_d, L_{k2}, L_{k3}$  - կ.մ. հոսանքի կոնտուրի էլեմենտների պարամետրերն են:

Սողելը բաղկացած է երեք (A, B և C) բլոկներից և թույլ է տալիս հաշվել ու ընտրել անհրաժեշտ պարամետրերով ուժային քիրիստորներ ազրեգատի ուղղիչի համար: A բլոկում կատարվում է հոսանքաժամանակային կապի որոշում, B բլոկում հոսանքի աճի սահմանային թուլատրելի արագության որոշում, C բլոկում վթարային հոսանքի առավելագույն լայնույթի որոշում:

## О КОНТРОЛЕ ВИБРАЦИЙ ЛЮБОВЫХ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТКИ СТАТОРА МОЩНЫХ ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ

А.Григорян, С. Овсепян, Г. Берберян, Р. Аюбян, К.Дарчинян

Одной из важнейших частей диагностики технического состояния мощных гидрогенераторов является подсистема контроля вибраций лобовых соединений статорной обмотки, поскольку они приводят к перерезанию изоляции стержней в месте выхода из пазов, а также к ослаблению их контактных соединений. Из известных методов контроля указанных вибраций наибольшее распространение получил метод, реализация которого основана на использовании вибропреобразователей, непосредственно закрепляемых в различных местах лобовых соединений, находящихся под достаточно высоким напряжением как межвитковым, так и относительно корпуса.

Отмеченная особенность условий функционирования применяемых первичных преобразователей (ПП) требует обеспечения надежной высоковольтной изоляции не только самих ПП, но и соединительных проводников, что порой может вызвать существенное искажение реального процесса вибраций, протекающего без размещения ПП и изолирующих опор. Кроме того, при необходимости обеспечения контроля вибрации во множестве точек лобовых соединений вдоль всей расточки статора гидрогенератора, в его верхнем и нижнем торцовых частях, потребуется чрезмерно большое количество ПП, вместе с изоляторами и соединительными проводниками образующих громоздкую систему, вступающую в противоречие с принципом разумной достаточности и целесообразности. Последнее обстоятельство не может быть игнорировано по той простой причине, что для обеспечения достоверной информации и достоверности результатов ее обработки при любом количестве ПП требуется система контроля непрерывной работоспособности самой системы первичных преобразователей, что само собой разумеется, наиболее доступно и с технической, и с экономической точек зрения при ограниченном количестве указанных ПП.

Исследования, проведенные в направлении разработки методов, обеспечивающих практически простую и вместе с тем надежную всеобъемлющую систему вибрационного контроля лобовых частей статорной обмотки мощного гидрогенератора, привели к выводу о реализуемости подобного метода на основе пироприемников, т.е. первичных преобразователей инфракрасного (ИК) излучения.

В этой связи были проанализированы свойства отражения ИК-излучения регулярной корзинчатой структуры указанных лобовых частей, проводники которой по ширине и шагу укладки повторяют периодичность следования пазов и зубцов, хотя и с некоторым коэффициентом подобия, большим единицы. Анализ показал, что при двухслойной обмотке статора, проводники лобовых частей которой перекрывают друг друга, процесс отражения ИК-излучения в области длин волн, лежащей вне пределов поглощения средой воздушного зазора и теплового излучения статора, можно так синхронизировать с зубцовой частотой, что указанное отражение будет происходить либо совместно от верхних и нижних, либо только от верхних, или только нижних проводников.

Далее было установлено, что при работе ПП в режиме сканирования, достигнутого путем размещения весьма ограниченного количества ИК-излучателей и пироприемников совместно с надлежащей фокусирующей оптической системой (не более десятка) на вращающемся роторе по высоте лобовых частей, возникает возможность вибрационного контроля каждого проводника в отдельности обоих слоев в случае такой необходимости. При этом следует отметить, что происходит непрерывный контроль в процессе эксплуатации и без тех осложнений, о которых говорилось выше.

И наконец, проведенный анализ показал, что за счет соответствующей фильтрации можно исключить влияние колебаний ротора в радиальном направлении с частотой вращения, равной примерно 2 Гц, на изменение расстояния от отражающей поверхности до приемника, функциональной зависимости от которого, помимо прочих параметров, определяется выходной сигнал пирометра. Этот сигнал, при соблюдении указанного условия, содержит две составляющие, постоянную и переменную, причем последняя отображает контролируемую вибрацию как по мгновенным смещениям, так и по частоте.

## ОБ ОСОБЕННОСТЯХ КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ОБМОТОК ВОЗБУЖДЕНИЯ МОЩНЫХ ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ

*С. Овсеян, А. Григорян, Р. Акопян, Г. Берберян, К. Дарчинян*

Исследования, проводившиеся длительное время в Отраслевой лаборатории диагностики электрических машин ЕрПИ (ГИУА) по разработке подсистем теплового контроля различных конструктивных элементов мощных гидрогенераторов, показали целесообразность их унификации на основе первичных преобразователей инфракрасного (ИК) излучения – пироприемников, действующих в режиме сканирования.

В применении к системе контроля температуры обмоток возбуждения мощных гидрогенераторов указанный режим работы пироприемников относительно просто реализуется путем размещения их соответствующего количества на траверсе, закрепленной на крестовине на некотором удалении от обмоток возбуждения. Такое размещение позволяет с помощью ограниченного количества пироприемников произвести бесконтактный контроль температуры в определенных точках внешней поверхности всех обмоток возбуждения в непрерывном циклическом режиме, т.е. в режиме сканирования.

Теоретический анализ подтвердил возможность контроля температуры различных точек внешней поверхности обмоток возбуждения не только по ширине и высоте, но и по боковой поверхности по длине полюса благодаря ориентации входного окна пироприемника под определенным углом продольной оси полюсного наконечника.

Для реализации такой системы возникла необходимость в решении ряда прикладных задач, основные из которых заключаются в следующем.

Во – первых, контроль температуры обмотки возбуждения на основе пироприемника, выходной сигнал которого (импульсное напряжение) является функцией, помимо прочих параметров, температуры и расстояния от входного окна пироприемника до исследуемой точки, происходит в разных условиях для горизонтально и вертикально ориентированных внешних поверхностей указанной обмотки. Дело в том, что для обеспечения однозначности зависимости отмеченного выходного сигнала от температуры необходимо либо сохранение постоянства этого расстояния, либо подходящая компенсация его изменения соответствующим изменением коэффициента преобразования пироприемника.

Для горизонтально расположенных поверхностей постоянство указанного расстояния достигается само собой благодаря конструктивному размещению, что же касается боковых поверхностей обмотки возбуждения, то для контроля температуры в их различных точках требуется подобная компенсация. Было установлено, что контроль температуры имеет смысл проводить дискретно в ряде представительных точек, по длине полюса, например, двух конечных и нескольких (четы-

рех-пяти) с одинаковым шагом удаленных друг от друга точек. При этом компенсацию, как удалось выяснить, можно производить в циклическом режиме дискретно путем такого же изменения сопротивления обратной связи усилителя выходного сигнала пироприемника и соответствующей синхронизации.

Во-вторых, обмотки возбуждения мощных гидрогенераторов выполняются в виде односторонних катушек, намотанных на ребро проводами прямоугольного сечения достаточно больших размеров, так что по высоте полюса укладывается до нескольких десятков проводов. Это позволяет разместить над каждым витком фокусирующую ИК – излучение линзу, с помощью которой указанное излучение через ИК – световоды с весьма малыми поперечными размерами (до одного миллиметра) направить затем на соответствующие пироприемники, т.е. при необходимости произвести повитковый тепловой контроль.

В связи с указанной особенностью была решена задача такой фокусировки, позволяющей говорить об измерении температуры в данной "точке".

В – третьих, т.к. дискретное переключение в цепи обратной связи вышеуказанного усилителя должно быть связано с вращением ротора, то возникла необходимость в разработке системы синхронизации на основе полюсной частоты, позволяющей включить данную систему теплового контроля в общую информационно-измерительную систему диагностики мощного гидрогенератора.

## К ПРОБЛЕМЕ КОНТРОЛЯ ВЛАЖНОСТИ ОХЛАЖДАЮЩЕГО ВОЗДУХА МОЩНОГО ГИДРОГЕНЕРАТОРА

*А. Григорян, С.Овсеян, Г. Берберян, К. Дарчинян, Р. Акопян*

Анализ статистических данных по эксплуатации системы принудительного воздушного охлаждения внутри мощного генератора показал, что влажность охлаждающего агента не остается постоянной, а изменяется в широких пределах, достигая иногда аномально больших уровней. С учетом того обстоятельства, что указанная система охлаждения является системой замкнутой циркуляции, аномальные изменения могут произойти за счет испарения воды, возникающей вследствие повреждения стержней обмотки статора, внутри которых циркулирует охлаждающая вода. Поскольку указанное испарение связано прежде всего с промоканием, а следовательно, с ухудшением стержневой и пазовой изоляции статорной обмотки, и рядом других отрицательных последствий, то актуальной становится проблема контроля влажности воздуха, охлаждающего внутреннее пространство гидрогенератора с целью своевременного обнаружения и устранения вредных последствий, вызванных такими аномалиями.

Поиски, проведенные с целью усовершенствования устройств контроля влажности внутри генератора, способствовали выявлению и обобщению всех тех методических ошибок и прикладных дефектов, которые связаны с использованием первичных преобразователей существующих конструкций. Дело в том, что наряду с относительно высокими температурами в этом пространстве действуют вибрации различной интенсивности и полосы частот и достигающие очень больших значений центробежные ускорения, искажающее влияние которых на результаты измерений порой может стать совершенно непредсказуемым, т.е. вступающим в противоречие со здравым смыслом, вследствие чего резко убывает достоверность результатов контроля.

Указанных недостатков лишены первичные преобразователи (ПП) инфракрасного (ИК) излучения, поглощение которых при данной температуре изменяется строго определенно, в зависимости от влажности для заданной длины распро-

транения. Обычно оценку поглощения и влажности производят на длине одного километра путем определения так называемого количества осаждаемой воды в граммах, содержащейся в цилиндре с длиной в один километр и произвольным сечением, равным сечению инфракрасного луча. При этом известно, что в этих условиях указанное количество численно равняется абсолютной влажности, выраженной в граммах на кубический метр.

Приведенный анализ показал возможность реализации предлагаемого метода контроля абсолютной влажности на основе измерения пропускания ИК-излучения от специального источника — лазера холодного свечения в области длин волн (8,6 - 8,9) мкм, обеспечиваемого узкополосным ИК-фильтром. Эта область соответствует полному отсутствию поглощения указанного излучения углекислым газом и постоянству его пропускания для одних и тех же количеств осаждаемой воды, что позволяет полностью исключить влияние поглощения углекислым газом ИК-излучения на результаты контроля влажности. Кроме того, указанная область волн соответствует низкотемпературной области ИК-излучения (300-330) К зубцовой и пазовой зон статора, т.е. намного ниже тех температур, которые устанавливаются в реальном рабочем режиме эксплуатации гидрогенератора, поэтому влиянием ИК-излучения статора выбранной области волн на результаты контроля влажности тоже можно пренебречь. Это позволяет устанавливать пироприемники близко к валу, где меньше ускорения, а принудительное излучение производить как в пространстве над спицами, так и в воздушном зазоре, примыкающем к межполюсному пространству, связь же пироприемника с излучателем осуществлять через ИК-световоды. Было установлено, что с учетом ограниченных расстояний распространения внутри гидрогенератора необходимо произвести только пересчет измеряемой абсолютной влажности путем умножения полученного результата на отношение числа 103 к удвоенному расстоянию от излучателя до пироприемника, выраженного в метрах. И, наконец, был проведен анализ влияния различных аэрозольных результатов контроля, учет которого следует произвести с помощью определенных поправок, значениями которых в ряде случаев можно игнорировать.

#### К ПРОБЛЕМЕ КОНТРОЛЯ РАДИАЛЬНОЙ ВИБРАЦИИ ПЛАСТИН СТАЛИ И ПАЗОВЫХ КЛИНЬЕВ МОЩНЫХ ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ

*Р. Акоюн, А. Григорян, Г. Берберян, С. Овсепян, К. Дарчинян*

Анализ традиционных методов контроля вибрации различных конструктивных элементов гидрогенераторов, несмотря на достаточно широкие возможности их повсеместного применения, позволил обнаружить хотя и единственный, но такой существенный недостаток, который принципиально исключает их реализацию для контроля вибраций пластин стали и пазовых клиньев в радиальном направлении.

Отмеченный недостаток заключается в том, что для всех существующих методов возникает необходимость крепления первичных преобразователей (ПП) непосредственно на подверженном механическим колебаниям объекте, в данном случае на пластинах стали или пазовых клиньях статора. При внушительных размерах статора и случайном распределении вдоль расточки и высоты статора, причем при весьма затруднительном доступе только к пластинам стали со стороны спицки статора, при непосредственном креплении подходящих ПП для заданного контроля потребовалось бы огромное количество таких преобразователей, не говоря уже о чрезвычайном усложнении самой системы измерений и обработки результатов (данных) наблюдений.

В связи с тем, что контроль вибрации указанных конструктивных элементов в процессе эксплуатации имеет исключительно важное значение для повышения долговечности нормального функционирования гидрогенератора, была предпринята попытка к разработке усовершенствованного метода контроля указанных вибраций на основе ПП инфракрасного (ИК) излучения пироприемников.

Целесообразность использования пироприемников обусловлена несколькими факторами. Первый из них характеризуется чувствительностью приемника не только к ИК-излучению, но и к механическим колебаниям. Благодаря этому при закреплении пироприемника на одном объекте с его ориентацией к приему ИК-излучения с другого вибрирующего объекта на выходе такого ПП возникают совместно два сигнала — один, зависящий от вибраций первого, а другой — от вибраций второго объекта. В большинстве случаев спектральный состав обоих видов вибраций, за исключением узких полос совпадения по частоте, значительно отличается друг от друга, что после соответствующей фильтрации позволяет относительно просто определить их взаимокорреляционную функцию. Благодаря этому удается относительно просто установить корреляционную зависимость между вибрационными процессами, возникающими между различными конструктивными элементами в отсутствие в непосредственной механической связи между ними, что весьма важно для предсказания возникновения критических состояний гидрогенератора на основе комплексных критериев.

Другим, не менее важным фактором является то, что при закреплении одного ИК-излучателя и одного пироприемника на роторе в его верхней части, а отражение одного отражателя этого излучения в его нижней части удается получить скапирующую систему с зубцовой частотой, позволяющей определять максимальную амплитуду и частоту колебаний клиньев и отдельных или группы совместно колеблющихся пластин каждого паза и зубца соответственно.

При разработке метода был решен ряд прикладных задач, связанных с исключением влияния аэрозольного, газового и водных компонентов в пространстве распространения зондирующего ИК-излучения, а также его принудительного направления вдоль пазов и зубцов.

#### АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ НАБЛЮДЕНИЙ СПЕКТРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ В МАШИННОМ ЗАЛЕ КРАСНОЯРСКОЙ ГЭС

*Р. Акоюн, А. Григорян, Г. Берберян, С. Овсепян, К. Дарчинян*

С целью реализации соответствующей радиотелеметрической системы (РТС) для передачи информации с вращающегося ротора в магнитный зал силами ведущих специалистов Отраслевой лаборатории диагностики электрических машин ЕрПИ (ГИУА) были проведены экспериментальные исследования частотного спектра распределения амплитуд различных электромагнитных излучений, которые могли бы стать источниками помех для разработанной РТС. На раннем этапе исследований основная проблема заключалась в обнаружении подходящей частотной полосы с минимумом амплитудного распределения, т.е. мощности таких излучений как для действующего, так и ненагруженного (остановленного) генератора с целью обеспечения требуемой помехозащищенности прежде всего приемника указанной РТС. С другой стороны, указанная полоса частот должна была быть вне полосы, занимаемой какими-либо службами связи, радио и телевидения, а также различными объектами оборонного значения.

разрушения изоляции обмотки, вызывающего возникновение токов утечки, а следовательно, соответствующее уменьшение витковых токов.

Иначе говоря, даже наиболее совершенные из существующих методов и реализованных на их основе устройств позволяют обнаружить короткие замыкания при полном замыкании витков обмотки возбуждения друг на друга или на корпус.

Тщательные теоретические исследования, проведенные авторами в отношении распределения магнитного поля вокруг витков и в целом всей катушки с учетом конструированных особенностей обмотки возбуждения, заключающих в ее намотке в виде однослойной катушки из прямоугольного провода при ориентации ее витков ребром достаточной ширины (до 8 мм) к оси катушки, привели к выводу о возможности контроля коротких замыканий между отдельными или одновременно всеми витками, а также между ними и корпусом (полюсным наконечником) на ранней стадии их возникновения.

Благодаря полученным результатам был разработан бесконтактный метод обнаружения не только указанных выше коротких замыканий на ранней стадии их возникновения, но и обрыва в цепи обмоток возбуждения с функционированием реализованной на основе этого метода системы в сканирующем режиме в процессе эксплуатации.

Экспериментальным подтверждением полной работоспособности разработанной системы являются испытания другой подобной системы, служащей для обнаружения обрыва в стержнях короткозамкнутых роторов асинхронных двигателей с использованием первичных преобразователей индукции магнитного поля с габаритными размерами не более нескольких миллиметров, например, датчиков Холла.

Таким образом, использование первичных преобразователей в ограниченном количестве, примерно равном числу витков обмотки возбуждения, не превышающем нескольких десятков при контроле каждого витка катушки совместно с режимом скапирования, позволяет на основе разработанного метода производить непрерывный контроль возникновения различных коротких замыканий на ранней стадии их появления в цепи обмоток возбуждения всех полюсов в процессе эксплуатации гидрогенератора.

## ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ МАССЫ МАГНИТОПРОВОДА ТРАНСФОРМАТОРА С ПЛОСКОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

А. Киракосян

При расчете параметров холостого хода магнитная система теоретически делится на участки: стержни, ярма и углы. Полная масса стали магнитопровода равна сумме масс этих участков:

$$G_{\Sigma} = 6G_y + G_c + G_a, \quad (1)$$

$$G_c = G'_c + G''_c, \quad (2)$$

$$G_a = 2(c-1)l_{\text{МГ}} \Pi_c \gamma_{\Sigma} - 4G_y, \quad (3)$$

где  $G_y$ ,  $G_c$ ,  $G_a$  — соответственно масса одного угла, стержней и ярм.

В существующих методиках [1-2] масса углов рассчитывается достаточно точно, однако формула имеет сложный вид и неудобна при аналитических исследованиях. Исходя из вышесказанного, предлагается новая формула, менее точная, но достаточная для предварительных и исследовательских расчетов:

$$G_y = K \gamma_{\text{У}} \gamma_{\Sigma}, \quad (4)$$

где  $\gamma_{\text{У}}$  — объем угла, рассчитываемого как объем шара, диаметр которого определяется исходя из сечения стержня:  $d' = 2\sqrt{\Pi_c / \pi}$ ;  $\gamma_{\Sigma}$  — удельная плотность стали, кг/м<sup>3</sup>.

Длительные поиски в конце концов позволили обнаружить полосу в 2 МГц на центральных частотах 81 и 83 МГц, на которых уровень излучаемых помех оказался менее мощным с действующим значением напряжения на входе эталонного приемника с образцовой широкополосной антенной системой не более одного микровольта для данной географической зоны расположения Красноярской ГЭС, при многократно больших значениях указанного напряжения в широком частотном диапазоне от 1 МГц до 300 МГц.

В дальнейшем была выдвинута и экспериментально почти полностью подтверждена гипотеза об информативности исследуемых излучений, связанных с протеканием искрений и пробоев изоляции ряда конструктивных элементов гидрогенератора.

С целью идентификации этих процессов с помощью спектрального анализа исследуемых излучений в различных областях вышеуказанного диапазона частот были проведены сравнительные оценки, полученные на основе измерений непосредственно в машинном зале и с помощью надлежащей РТС как при работе гидрогенератора в различных эксплуатационных режимах, так и при его остановленном состоянии.

Результаты сравнительных оценок стали убедительным доказательством того, что определенные области всего исследуемого частотного диапазона непосредственно связаны с искрением под щетками контактных колец обмоток возбуждения или в местах слабого контакта перемычек между ними, а также в цепи демферной обмотки совместно с пробоем изоляции в низовой или лобовой зонах обмотки статора.

Проведенный анализ позволил выявить дополнительные возможности в распознавании корреляционных зависимостей, существующих между различными физическими и химическими процессами, протекающими с отличающимися друг от друга закономерностями в разнообразных конструктивных элементах гидрогенератора, и, таким образом, значительно усовершенствовать систему диагностики его технического состояния в процессе эксплуатации.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОБЛЕМЫ БЕСКОНТАКТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОРТОКИХ ЗАМЫКАНИЙ И ОБРЫВОВ В ЦЕПИ ОБМОТОК ВОЗБУЖДЕНИЯ МОЩНЫХ ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ В ПРОЦЕССЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Р. Акопян, А. Грагорян, Г. Берберян, С. Овсепян, К. Дарчинян, В. Овсепян

Исследования, проведенные с целью разработки корректных методов обнаружения коротких замыканий в цепи обмоток возбуждения мощных гидрогенераторов в процессе эксплуатации, актуальны по той причине, что указанные короткие замыкания вызывают магнитную асимметрию в воздушном зазоре, а заблаговременное обнаружение и их устранение позволяют избежать ряд чрезвычайно тяжелых последствий, чреватых аварийным исходом.

Анализ существующих методов позволяет прийти к заключению, что большинство из них не пригодны для обнаружения коротких замыканий в процессе эксплуатации, или отличаются чрезмерной сложностью и требуют выполнения ряда совокупных измерений с помощью громоздкой аппаратуры, размещение которой внутри гидрогенератора становится проблематичным.

С другой стороны, всем существующим методам присущ такой общий серьезный недостаток, как отсутствие возможности обнаружения указанных коротких замыканий на ранней стадии их развития, т.е. в процессе постепенного

Так как  $\Pi c = K_{кр} \pi d^2 / 4$ , то  $d' = d \sqrt{K_{кр}}$ , следовательно,

$$V_v = K_p K_{кр} \pi d^3 \sqrt{K_{кр}} / 6 \quad (5)$$

где  $K_{п}$  - коэффициент приведения расчетной площади к реальной,  $K_{п} = 1,27$ . Совместное решение (4) и (5) дает

$$G_y = d^3 (\pi K_c K_1 \sqrt{K_{кр}} \gamma_{ст} / 6) \quad (6)$$

где  $K_c$  - коэффициент заполнения стальной площади круга описанного стержня,  $K_c = K_{кр} K_3$ ;  $K_{кр}$  - коэффициент заполнения стальной площади стержня к площади описанного круга;  $K_3$  - коэффициент заполнения стальной сечения стержня.

Суммарная масса стали участков стержней между ярами равна

$$G_c = c L_c \gamma_{ст} K_3 \Pi c \quad (7)$$

где  $c$  - число стержней,  $c=3$ ;  $L_c$  - высота стержня магнитопровода,  $L_c = L + 2L_{ом}$ ;  $L$  - высота обмотки, м;  $L_{ом}$  - минимальное изоляционное расстояние между обмотками и яром, м;  $\Pi c$  - активное сечение стержня, м<sup>2</sup>. (Расчет  $L$  и  $\Pi c$  см. в [1]).

Введем обозначения:

$$K_1 = 2a_0 + \frac{22K_d \sqrt{S/c}}{2a_1} + 2a_1, \quad (8)$$

где  $K_d$  зависит от мощности трансформатора, металла обмоток, напряжения обмотки ВН и потерь короткого замыкания  $R_k$ .

Подставив (8) в значение  $L_c$ , получим  $L_c = \pi(d+K_1)\beta + 2L_{ом}$ , где  $\beta$  - отношение средней длины окружности канала между обмотками к высоте обмотки, определяемое с помощью заданного  $U_k$ , принимая  $U_k = U_p$ . (Решение  $U_p$  см. в [1]):

$$\beta = (11 B_c \pi d^2 K_c)^2 f U_p \cdot 10 / (7,9 a_p K_p S) \quad (9)$$

Обозначив

$$K_u = c(11 B_c \pi K_c)^2 f U_p \cdot 10 / (7,9 [a_0 + K_d \sqrt{S/c}] K_p S) \quad (10)$$

и совместно решив (9) и (10), получим

$$\beta = K_u d^4 \quad (11)$$

Подставив значения  $\Pi c$  из (5) и (11) в (7) получим

$$G_c = c \gamma_{ст} K_3 \pi ((d+K_1)\beta + 2L_{ом}) / (K_{кр} \pi d^2 / 4) \quad (12)$$

Масса стали  $G''_c$  в местах стыка пакета стержня и яра при  $\Pi c = \Pi a$  равна

$$G''_c = c \gamma_{ст} K_3 \Pi c (d - 5) - G_y \quad (13)$$

Совместно решив (6), (7) и (13), получим

$$G_c = c \gamma_{ст} K_c \pi (d^3 - 5d^2) / 4 - K_1 d^3 \quad (14)$$

С учетом (12) и (14) формула (2) принимает вид

$$G_c = c \gamma_{ст} K_3 \pi ((d+K_1)\beta + 2L_{ом} / \pi) (K_{кр} d^2 / 4) + (d^3 - 5d^2) / 4 - K_1 d^3 \quad (15)$$

С учетом величины  $\Pi c$  формула (3) принимает вид

$$G_y = 2(c-1) LMO K_c d^2 \pi \gamma_{ст} / 4 - 4G_y \quad (16)$$

Здесь  $LMO$  - межосевое расстояние двух стержней, равно

$$LMO = d_0 + 2a_1 + 2a_2 + 2a_2 + a_2, \quad (17)$$

где по [1]:  $(a_1 + a_2) / 3 = K_d \sqrt{S/c}$

Таким образом, используя новую формулу (6) и преобразуя (15) и (16), получим  $G_{ст} = f(d)$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 534 с.
2. Петров Г.И. Электрические машины. Ч. 1. - М.: Энергия, 1974. - 453 с.

#### ԲՕՐՏ-ի ՏԵԽՆԻԿԱ-ՏՆՏԵՍԱԿԱՆ ՑՈՒՑԱՆԻՇՆԵՐԻ ՄԻԱԶՎՓԱՆԻՇ ՈՐՈՇՄԱՆ ԱԼԳՈՐԻԹՄԱՅՈՒՄԸ

Յու. Դովհաննիսյան, Ա. Կիրակոսյան, Ա. Սելբոնյան

Ինչպես հայտնի է [1-2] տրանսֆորմատորների տնտեսական համեմատումը և լավագույնի ընտրությունը կատարվում է էլեկտրատեխնիկայի փոխակերպման բերված տարեկան ծախսերի (Zտր) համեմատմամբ:

Այս հարցի ուսումնասիրության համար հեղինակների կողմից կազմված է տրանսֆորմատորի օպտիմալ հաշվարկի և Zտր=f(Xi) կորի հետազոտման ծրագրերը:

Հաշվարկման ալգորիթմում օգտագործվում են անալիտիկ արտահայտության հիմնական փոփոխականների ելքային տվյալները, որոնք խտրացիոն մեթոդի շնորհիվ ճշտվում են [1]: Օպտիմացիան իրականացվում է հաջորդական իջեցման մեթոդով [3]:

Բերված վերջնական տարեկան ծախսերի որոշման բանաձևում հոսանքի խտությունը ընդունվում է  $\delta m = \delta g$ , որի նախնական մեծությունը որոշվում է [5]: Դրա շնորհիվ բանաձևը ստանում է մեկ փոփոխականի ֆունկցիայի տեսք, որը հանդիսանում է ձողին արտագծված շրջանագծի նորմավորված մեծությանը՝ d-ն [4]:

Օպտիմացման հաշվարկը բաղկացած է 2 մոդուլներից, որոնցից մեկը կատարում է տվյալ տարբերակի մասնակի էլեկտրամագնիսական հաշվարկ, իսկ մյուս՝ ղեկավարող մոդուլը, կատարում է տարբերակների միջև և տրված ալգորիթմի համաձայն օպտիմացվում է: Դեկավարող մոդուլը բաղկացած է 4 ենթաբաժիններից որոնց նկարագիրը տրված է [6]:

Տրանսֆորմատորի տեխնիկա-տնտեսական ցուցանիշների հաշվարկը էՅՄ-ի վրա կայացվում է ըստ հետևյալ հերթականության՝ ըստ էլակետային տվյալների աղյուսակներից ընտրվում են հաստատունները և տվյալ հզորության համար խորհուրդ տրվող նորմավորված ձողի տրամագծերից ամենափոքրը, ըստ այդ տրամագծի որոշվում է  $\delta m$  և սկսվում է հաշվարկը, ճշտվում են էլեկտրամագնիսական մեծությունները, ստուգվում է ջերմային պայմանը, ապա հաշվարկվում է այդ տարբերակի Zտր արժեքը և մտապահվում են այդ տարբերակի տեխնիկա-տնտեսական հաշվարկի արդյունքները:

Եթե տարբերակը չի բավարարում ջերմային պայմանին, կամ գերտաքացումը թույլատրելի մեծությունից բարձր է, կամ ունի մեծ պաշար համապատասխանաբար էլակետային ձող-փոքրացվում, կամ մեծացվում է, և հաշվարկը կրկնվում է:

Եթե տարբերակը բավարարում է ջերմային պայմանին, ապա մտապահվում են հաշվարկային տարբերակի արդյունքները և անցնում է հաջորդ նորմավորված տրամագծին ու սկսվում է նոր տարբերակի հաշվարկը:

Փոփոխելով տրամագծերի արժեքները՝ ստանում են տարեկան ծախսերի արժեքները, որոնցից ընտրվում է արդյունավետ տարբերակը:

Ստացված տարեկան ծախսերի նվազագույն արժեքով տարբերակի տեխնիկա-տնտեսական ցուցանիշները էՅՄ-ն տպում է հատուկ բլանկների տեսքով:

#### ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. Заводская нормаль "Армэлектротрзавод" 1996г.
2. Бородулин Ю.Б., Гусев В.А., Пощов Г.В. Автоматизированное проектирование силовых трансформаторов "САПР" // Энергоатомиздат, -1987, стр. -270.
3. Ա.Ա. Թերզյան Ավտոմատացված նախագծման համակարգերի տեսություն. Երևան, Լուս-Անցելուս, Արենք 1995, -432 էջ:
4. Оганесян Ю.А., Курилов В.В., Расчет с помощью ЭЦВМ оптимальных силовых трансформаторов с цилиндрическими слоевыми обмотками // М.- Электротехническая промышленность Выпуск 1 (10) - 1972, стр. 13-14.
5. Княкосьян А.А. Предварительный расчет величины плотности тока обмотки низкого напряжения трансформаторов с естественным воздушным охлаждением Изв. НАН РА и ГИУА Сер. ТН. № 1. 2000, с 78-82.

6. Ա. Ա. Կիրակոսյան, Յու. Ա. Գովհաննիսյան, Ա. Ն. Մելքոնյան Ուժային եռաֆազ տրանսֆորմատորների կարճ միակցման լարման ազդեցությունը էլեկտրաէներգիայի փոխակերպման բերված տարեկան ծախսերի վրա // ԳՊԵՅ տարեկան գիտաժողովի նյութեր: Երևան 1999, էջ. 74-75:

### ՓՈՔՐ ՀՁՈՐՈՒԹՅԱՆ ԱՍԻՆԽՐՈՆ ՇԱՐԺԻՉԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ ՊԱՏՐԱՍՏՎԱԾ ՍԻՆԽՐՈՆ ՄԵՔԵՆԱ

Ս. Յոնդեմ

Փոքր հզորության ասինխրոն շարժիչների փորձնական ուսումնասիրությունը սինխրոն պարապ ընթացքի ռեժիմում պայմանավորվում է որպես շարժաբեր, նույն կարգի հզորության սինխրոն շարժիչի անհրաժեշտությունը: Փոքր հզորության սինխրոն մեքենան, որպես գեներատոր, կարող է օգտագործվել նաև փոքր հզորության շարժիչ-գեներատոր, հիդրոէներգետիկական և հողմանէներգետիկական համակարգերում: Այդպիսի գեներատորները, որպեսզի հատային արտադրության ժամանակ ունենան փոքր նախագծային և արտադրական ծախսեր, նպատակահարմար է պատրաստել սերիական արտադրվող ասինխրոն շարժիչի հիման վրա, կատարելով սինխրոն մեքենային յուրահատուկ, համապատասխան փոփոխություններ:

Այդպիսի փորձ կատարվել է "էլեկտրական մեքենաներ և ապարատներ" սեկտորում այն ժամանակ, երբ անհրաժեշտ էր մինչև 750 Վտ. հզորության, կարճ միացված ռոտորով ասինխրոն շարժիչների փորձարկումը սինխրոն պարապ ընթացքի ռեժիմում:

Որպես բազային մեքենա ընտրվել են ԸԿԿ տիպի երկու և չորս բևեռանոց 400 Վտ. և 250 Վտ. հզորության կարճ միացված ռոտորով եռաֆազ ասինխրոն շարժիչներ: Նշված շարժիչները պատրաստվում են միևնույն ստատորի և ռոտորի թիթեղներից, հետևաբար ունեն միևնույն լայնական կտրվածքի չափեր: 4Ը և ԸԼ տիպի շարժիչների համեմատ, ռոտորի վրա ունեն 18 ոչ խորը փորակներ, որոնք հեշտացնում են գրգռման փաթույթի տեղադրման ժամանակ փորակների մեկուսացումը, ապահովելով բարձր տեխնոլոգիական լցման գործակից:

Ասինխրոն մեքենաների պատրաստման ժամանակ փոփոխության են ենթարկվել նշված բազային մեքենաների միայն ռոտորները: Կարճ միացված փաթույթի փոխարեն ռոտորի միջուկի փորակների մեջ տեղադրվել են գրգռման և հանգստացնող կամ թողարկման փաթույթներ: Գրգռման փաթույթին հատկացվել է 12 փորակ, իսկ հանգստացնող կամ թողարկման փաթույթին - 6: Գրգռման փաթույթը կատարվել է 0.415 մմ. տրամագծով (մեկուսիչի հետ միասին) կնՉԹ մակնիշի պղնձյա հաղորդալարերից պատրաստված և համակենտրոն տեղադրված փափուկ սեկցիաների երկու խմբից, որոնց ճակատային մասերը դասավորվում են հանդիպակաց լիսեռի նկատմամբ: Գրգռման փաթույթը փորակներում տեղադրվել է մեկ շերտով և փորակում էֆեկտիվ հաղորդալարերի թիվը կազմել է 100: Գրգռման փաթույթի նշված երկու խմբերի համաձայնեցված միացման ժամանակ ստացվում է երկու բևեռանի ռոտոր, իսկ հանդիպակաց միացման ժամանակ չորս բևեռանի ռոտոր:

Գրգռման փաթույթի ծայրերը դուրս են բերվում լիսեռի մեջ առանցքային ուղղությամբ կատարված անցքից և միացվում են լիսեռի վրա օդափոխիչի ամրացման տեղում նստեցրած կոնտակտակտային օղակներին: Որպես կոնտակտային օղակների հանգույց օգտագործվել է պահանջվող ներքին տրամագծով պատվող տրանսֆորմատորի կոնտակտային օղակների հանգույցը: Խողանակակալները պատրաստվել են էլեկտրամագնիսական ռելեի կոնտակտային ձողերից, որոնց վրա զողվել են գրաֆիտային խղզանակների տեղադրման համար բնիկներ:

Հանգստացնող կամ թողարկման փաթույթը տեղադրման համար նախատեսված փորակները դասավորել են բևեռների առանցքներով 3,3 (երկու բևեռանոց մեքենա) և 2,1,2,1 (չորս բևեռանոց մեքենա) շարքով: Նշված փաթույթը պատրաստվել է բազմաթիվ պղնձյա մերկ հաղորդալարերից գրգռման եղանակով:

Վերոհիշյալ տեխնոլոգիայով պատրաստված երկու բևեռանոց սինխրոն մեքենայի փորձարկումները շարժիչային և գեներատորային ռեժիմներում իրականացվել է "էլեկտրական մեքենաներ և ապարատներ" սեկտորում: Իր ավարտական աշխատանքի շրժանակներում, փորձարկումներին մասնակցել է կրտսեր ճարտարագետ Եվգենի Թարջումանյանը: Գեներատորային ռեժիմում փորձարկման ժամանակ որպես առաջնային շարժիչ օգտագործվել է նույն տիպի և հզորության եռաֆազ ասինխրոն շարժիչ:

Գեներատորային ռեժիմում հանվել են պարապ ընթացքի, միաֆազ, երկֆազ և եռաֆազ կարճ միացման, արտաքին և բեռնավորման բնութագրերը: Շարժիչային ռեժիմում իրականացվեցին ասինխրոն թողարկումը և պարապ ընթացքի ռեժիմում Ս-աձև կորերի հանունը ցանցի գծային լարումների 380 Վ. և 220 Վ. արժեքների դեպքում:

Գեներատորային ռեժիմում պարապ ընթացքի փորձը ցույց տվեց, որ խարսխի սեղմակներում անվանական գծային լարում (380 Վ.) ստանալու համար անհրաժեշտ է գրգռման հոսանքը բարձրացնել մինչև 1.1 Ա, որի դեպքում գրգռման փաթույթում հոսանքի խտությունը հասնում է 10 Ա/մմ<sup>2</sup>: Գրգռման հոսանքի հետագա մեծացումը դառնում է անթույլատրելի ջերմային տեսակետից: Արտաքին և բեռնավորման բնութագրերը, որոնք հանվել են ակտիվ բեռի պայմաններում, ցույց են տվել, որ արդեն 0.2 Ա բեռի հոսանքի և գրգռման հոսանքի սահմանային արժեքի (1.1 Ա) դեպքում գծային լարումները խարսխի սեղմակներում իջնում է մինչև 220 Վ: Դա բացատրվում է նրանով, որ նույնիսկ ակտիվ բեռի պայմաններում խարսխի ապամագնիսացնող հակազդեցությունը շատ ուժեղ է:

Շարժիչային ռեժիմում ցանցի 380 Վ. գծային լարման պայմաններում ասինխրոն թողարկումը իրականացվում է շատ հեշտությամբ, նույնիսկ առանց առաջնային շարժիչի կցորդիչը անջատելու: Իսկ 220 Վ. գծային լարման ժամանակ պարապ ընթացքի ռեժիմում ասինխրոն թողարկումը իրականացնելիս, սահը մեծանում է այնքան, որ գրգռման հոսանքի միացման դեպքում մեքենան սինխրոնացման մեջ չի մտնում: Թողարկումը այս դեպքում կատարվել է 380 Վ. գծային լարման պայմաններում և մեքենան սինխրոնացման մեջ մտնելուց հետո լարումը իջեցվել է մինչև 220 Վ.:

Ս-աձև կորերից հետևում է, որ 380 Վ. գծային լարման ժամանակ, նույնիսկ պարապ ընթացքի ռեժիմում, գրգռման հոսանքի մեծացումը մինչև 1.1 Ա չի բերում խարսխի հոսանքի նվազագույն արժեքին: Մեքենան մնում է թերգրգռված և ցանցից վերցնում է ռեակտիվ հզորություն: Իսկ 220 Վ. գծային լարման ժամանակ խարսխի հոսանքը իր նվազագույն արժեքին հասնում է գրգռման հոսանքի մոտ 0.8 Ա արժեքի դեպքում: Գրգռման հոսանքի հետագա մեծացումը բերում է խարսխի հոսանքի մեծացմանը և մեքենան տալիս է ցանցին ռեակտիվ հզորություն:

Փորձի արդյունքների վերլուծությունից կարելի է գալ հետևյալ եզրակացության՝ գեներատորային ռեժիմում 220 Վ. գծային լարման և 0.2 Ա խարսխի հոսանքի պայմաններում ակտիվ բեռի ժամանակ գրգռման հոսանքի առավելագույն 1.1 Ա արժեքի դեպքում տվյալ մեքենան կարող է տալ մոտ 75 Վտ. հզորություն: Շարժիչային ռեժիմում 380 Վ. գծային լարումով սնման ժամանակ գրգռման հոսանքի առավելագույն 1.1 Ա արժեքի դեպքում հզորությունը զգալիորեն մեծանում է, սակայն 1.6 գերբեռնվածության ունակության դեպքում կազմում է բազային շարժիչի հզորության մոտ 50%: Փորձարկվող մեքենայի հզորությունը մեծացնելու համար անհրաժեշտ է ուժեղացնել գրգռման փաթույթը՝ փոխելով նաև ռոտորի միջուկը և խարսխի փաթույթի գալարների թիվը:

# РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ МЕТОДОМ КУСОЧНОЙ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

Р.Авагян

Предложенный Арешяном Г.А. метод исследования переходных процессов асинхронного двигателя (АД) позволит получать решение дифференциальных уравнений асинхронного короткозамкнутого АД в численно-аналитической форме при произвольном законе изменения подведенного к обмотке статора напряжения и момента сопротивления нагрузки. В методе удачно сочетаются универсальность численных методов и достоинства операторных методов, обеспечивается возможность учитывать зависимость параметров АД от насыщения магнитопровода и эффекта вытеснения тока.

Однако при практическом применении метода возникают трудности, связанные с тем, что при переходе с одного закона изменения управляющих переменных к другому, приходится заново проделывать вручную громоздкие аналитические преобразования, связанные с вычислением символьных детерминантов. При этом меняются порядки и структура коэффициентов дробно-рациональных функции, представляющих операторные изображения переменных состояния.

Для устранения вышеприведенных недостатков и более полного использования потенциальных возможностей метода ниже излагается его усовершенствованный вариант, позволяющий выделить в алгоритме независящее от формы управляющих воздействий ядро и стандартным образом построить вектор решения при произвольных законах изменения последних. Одновременно переходом к новым переменным состояния снижаются порядки многочленов в числителе и знаменателе дробно-рациональных функций и упрощаются вычисления.

Наиболее простой вид метод принимает при записи дифференциальных уравнений переходного процесса АД в синхронно-вращающихся осях координат  $d, q$  и при применении в качестве переменных состояния потокосцеплений и частоты вращения.

Для оценки точности и численной устойчивости метода были проведены расчеты некоторых переходных процессов для короткозамкнутого АД из серии 1А. В качестве тестовых процессов были применены переходные процессы пуска (без момента нагрузки на валу и с моментом изменяющейся по квадратичному закону), наброса момента нагрузки на двигатель, работающий в режиме идеального холостого хода и частичного сброса момента нагрузки.

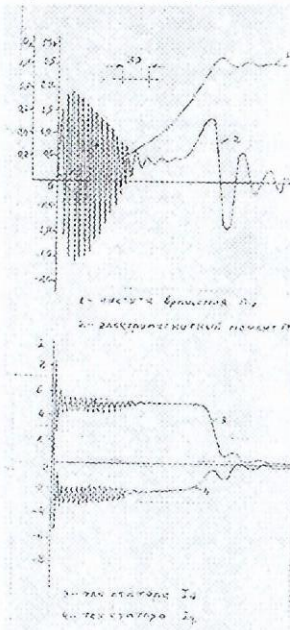


Рис.1 Кривые токов, частоты вращения и электромагнитного момента при пуске двигателя мощностью 75кВт без момента нагрузки на валу.

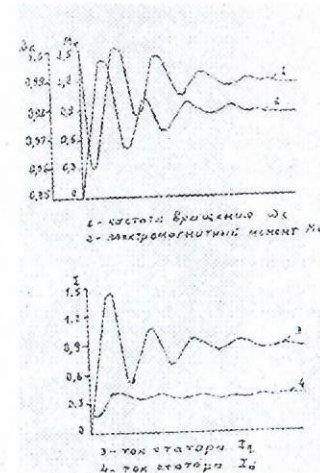


Рис.2 Кривые токов, частоты вращения и электромагнитного момента при набросе номинального момента нагрузки на двигатель мощностью 75кВт работающий в режиме идеального холостого хода.

ций с разложением оригинала по степеням. Деп. В Арм. НИИНТИ. N27 - Ар. 92 от 11.11.1992г.

Кривые токов, частоты вращения и электромагнитного момента, построенные по результатам машинных вычислений, приведены на рис.1и 2.

Метод пригоден для численного интегрирования систем нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений не очень высокого порядка. Метод особенно эффективен для исследования динамических процессов в электромеханических системах и в системах автоматизированного электропривода.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Арешян Г.А. Новый метод исследования переходных процессов в АД. // Изв. НАН и ГИУА. Серия тех. наук, 1998, Т.51, N3.
2. Копылов И.П. Применение вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах. -М: Высшая школа, 1980.
3. Заде Л., Дезиоер Ч., Теория линейных систем. - М: Наука, 1970.
4. Фаддеев Д.К., Фаддеева В.Н. Вычислительные методы линейной алгебры. -М: Физматгиз, 1960.
5. Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления. - М: Наука, 1970.
6. Арешян Г.А.. Обратное преобразование Лапласа для рациональных алгебраических функций с разложением оригинала по степеням. Деп. В Арм. НИИНТИ. N27 - Ар. 92.

## О ФРОНТАЛЬНОЙ ТЕОРИИ ФИЗИЧЕСКИХ ЯВЛЕНИЙ

М.Арамян

Асимметрии, наблюдаемые к началу двадцатого столетия в электродинамике, оптике, механике, не свойственные этим физическим явлениям, вынудили физиков создавать новые теории, учитывающие нерасторжимую связь пространства и времени. Свойство однородности, приписываемое пространству и времени, явилось основой линейности уравнений, связывающих набор пространственно-временных координат, полностью определяющих место и время событий в "покоящейся" и "движущейся" системах. Учитывая это и опираясь на сформулированные им два принципа, Альберт Эйнштейн создал специальную теорию относительности, основные положения которой изложены в [1,2].

Постоянство скорости света в вакууме, как важнейший факт природы, служит основанием для формулирования принципа, лежащего в основе предлагаемой теории: происходящие в однородных средах физические явления, без исключения, описываются одними и теми же закономерностями, исходящими из принципа суперпозиции

$$\vec{A} = \vec{A}_0 + \vec{A}_v \quad (1)$$

где  $\vec{A}$  - "абсолютная" или полная величина физической величины, определяемая в движущейся системе  $S$  относительно "покоящейся" системы  $S_0$ ,  $\vec{A}_0$  - величина

"покою", определяемая покоящимся наблюдателем в покоящейся системе  $S_0$ ,  $\vec{A}_v$  - величина "движения", определяемая покоящимся наблюдателем относительно системы  $S$ .

Плоскость, на которой происходят определяемые соотношением (1) события, названа фронтальной плоскостью.

Этот принцип можно использовать для установления связи не только между величинами  $\vec{A}$ ,  $\vec{A}_0$  и  $\vec{A}_v$ , но также и между происходящими в  $S_0$  и  $S$  инерциальных системах отсчета физическими явлениями. Более того, предлагаемая теория позволяет получить не только результаты, установленные в специальной теории относительности, но и выявить совершенно новые закономерности. Установлено, что

$$\Lambda = \frac{A_0}{\sqrt{1-\beta^2}}, \quad (2) \quad \Lambda_v = \frac{\Lambda_0 \beta}{\sqrt{1-\beta^2}}, \quad (3)$$

$$\Delta\Lambda = A_0 \sqrt{\frac{1-\beta}{1+\beta}}, \quad (4) \quad \Lambda^2 - \Lambda_v^2 = A_0^2, \quad (5)$$

$$\Delta\Lambda' = A_0 \left( \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}} - 1 \right), \quad (6)$$

где  $\Lambda = |\vec{A}|$ ,  $A_0 = |\vec{A}_0|$ ,  $\Lambda_v = |\vec{A}_v|$ ,  $\Delta\Lambda$  - неопределенность физической величины  $\Lambda$ ,  $\Delta\Lambda'$  - возрастание физической величины, движущейся со скоростью  $v$ , малой по сравнению со скоростью света  $c$ ,  $\beta = v/c$ .

Заметим, что соотношения (3) - (6) исходят из (2).

#### Литература

1. Эйнштейн А. К электродинамике движущихся тел. Собрание научных трудов, Т.1, -М: Наука, 1965.
2. А. Эйнштейн. Зависит ли инерция тела от содержащейся в нем энергии? Собрание научных трудов, Т.1, -М: Наука, 1965.

### ԱՆՀԱՄԱՍԵՆ ԻՆՎԱՐԻԱՆՏԻ ՄԻՋԻՆԱՑՎԱԾ ՄԵԾՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԿՆԵՐԱՌՈՒՄՆԵՐԻ ՓՈՓՈԽԱԿԱՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԴԵՊՈՒՄ

Ս. Արամյան, Վ. Միմոնյան, Գ. Կարապետյան

Անհամասեռ համակարգերը (կոմպոզիցիոն, հատիկային, բելքային նյութերը, տարբեր համաձուլվածքներ) լայնորեն կիրառվում են տեխնիկայի բոլոր բնագավառներում: Այդ համակարգերի հատկությունների ուսումնասիրությանը, որը հանգում է նրանց միջինացված պարամետրերի հաշվմանը, նվիրված են բազմաթիվ հետազոտություններ, որոնք շարունակվում են մինչև օրս: Ընդ որում, բոլոր հետազոտություններում ընդունված է ներառումների պարամետրը հաստատուն:

Տվյալ աշխատանքում դիտարկվում են դիէլեկտրիկ-դիէլեկտրիկ անհամասեռ համակարգեր (ԱՀ), որոնց ներառումների պարամետրերը փոփոխական են: Այդպիսի համակարգերի համար ստացել էինք հետևյալ ենթադրությունը [1]

$$-\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{n_0} \int_{v_k}^{v_2} \int_{\epsilon_1}^{\epsilon_2} E_{2k}^2 d\epsilon dv = -\frac{1}{2} \int_{v_0}^{v_0} \int_{\epsilon_1}^{\epsilon_2} E_{01\epsilon}^2 d\epsilon dv \quad (1)$$

որտեղ  $v_0$  -ն միջինացման ֆիզիկորեն անվերջ փոքր ծավալն է,  $n_0$ -ն այդ ծավալում  $v_2$  ծավալով և  $\epsilon_2$  դիէլեկտրիկական բախանցելիությամբ (դք) ներառումների քանակը,  $E_{2k}$ -ն

դաշտի լարվածությունը  $k$ -րդ ներառման ներսում,  $\epsilon_1$  - դիսպերսիոն միջավայրի դք-ը;  $\epsilon_{01\epsilon}$  - ԱՀ-ին համարժեք համասեռ միջավայրի դք-ը;  $E_{01\epsilon}$  - դաշտի լարվածությունը այդ միջավայրում:

Որպես օրինակ դիտարկենք երկբաղադրիչ ԱՀ-եր, որոնց ներառումների դք-ը փոփոխական մեծություն է և կարող է փոփոխվել  $1 \leq \epsilon \leq \infty$  միջակայքում:  $E_0$  լարվածությամբ արտաքին դաշտը ընդունվում է էլեկտրաստատիկ և համասեռ:

Միանման,  $x$  առանցքի երկայնքով, կողմնորոշված էլիպսոիդաձև ներառումներով նոսր ( $f_2 \ll 1$ ) ԱՀ-երի, ինչպես նաև պարբերական կառուցվածքով կոնցենտրացված ԱՀ-երի համար, երբ արտաքին դաշտը ուղղված է նույն առանցքով, (1)-ը բերվում է հետևյալ տեսքի՝

$$\int_{\epsilon_1}^{\epsilon_2} E_{01\epsilon}^2 d\epsilon = f_2 \int_{\epsilon_1}^{\epsilon_2} E_{2x}^2 d\epsilon \quad (2)$$

Այժմ դիտարկենք  $f_2 \ll 1$  դեպքը, երբ ներառումների փոխադարձ փոխազդեցությունը կարելի է անտեսել: Այդ դեպքում մասնիկները կբեռանան արտաքին դաշտի ազդեցության տակ, և  $E_{2x}$ -ի համար  $\epsilon_2 = \epsilon$  դեպքում կստանանք

$$\vec{E}_{2x}(\epsilon) = \frac{\vec{E}_{0x}}{1 + (\epsilon - 1)N_x}, \quad (3)$$

որտեղ դք-ը փոփոխվում է  $\epsilon = 1$  մինչև  $\epsilon = \epsilon_2$  սահմաններում:

Համանման ձևով  $\vec{E}_{01\epsilon}$  համար կստանանք

$$\vec{E}_{01\epsilon}(\epsilon) = \frac{\vec{E}_{0x}}{1 + (\epsilon - 1)N_x}, \quad (4)$$

որտեղ համասեռ միջավայրի դք-ը փոփոխվում է 1-ից մինչև  $\epsilon_{01\epsilon}$ :

Տեղադրելով (4)-ը և (3)-ը (2) արտահայտության մեջ, ձևափոխություններից հետո, էլիպսոիդաձև ներառումներով ԱՀ-ի դք-ան համար ստանում ենք

$$\epsilon_{01\epsilon} = \frac{1 + (\epsilon_2 - 1)(f_2 + (1 - f_2)N_x)}{1 + (\epsilon_2 - 1)(1 - f_2)N_x}, \quad (5)$$

Այժմ դիտարկենք ԱՀ-ը ներառումների բարձր կոնցենտրացիաների դեպքում, երբ անհրաժեշտ է հաշվի առնել ներառումների փոխադարձ փոխազդեցությունը: Այդ դեպքում մասնիկները բեռանում են գործող (Լորենցի) դաշտի ազդեցության տակ, և ներառման ներսում դաշտի լարվածության համար ստացվում է

$$\vec{E}_{2x} = \frac{\vec{E}_{0x}}{1 + (\epsilon - 1)(1 - f_2)N_x}, \quad (6)$$

Անցնենք դաշտի հաշվարկին մոդելի համասեռ միջավայրում: Այս դեպքում դիպոլի վրա գործող դաշտի միջին արժեքը ըստ  $x$ -ի կլիմի հավասար

$$\langle \vec{E}_{qx} \rangle = \langle \vec{E}_{0x} \rangle + \langle \vec{P}_{01\epsilon} \rangle \frac{N_x}{\epsilon_0}, \quad (7)$$

Կատարելով միջինացում ըստ միջինացման հայտնի սահմանման, բեռ-նացման վեկտորի

միջին արժեքի համար ստանում ենք  $\langle \vec{P}_{01\epsilon} \rangle = f_2 \vec{P}_{2x}$ : Վերջինս տեղադրելով (6)-ի մեջ, ստացվում է

$$\langle \ddot{E}_{qx} \rangle = \ddot{E}_{ox} + \frac{N_x f_2^2 \ddot{P}_{2x}}{\varepsilon_0} = \ddot{E}_{ox} + \frac{N_x f_2^2 \ddot{P}_{\text{dphex}}}{\varepsilon_0} \quad (8)$$

Որոշելով  $\ddot{P}_{\text{dphex}}$  դաշտի  $\ddot{P}_{\text{dphex}} = (\varepsilon - 1)\ddot{E}_{\text{dphex}}$  հավասարումից, և ներկայացնելով դաշտի լարվածությունը համասեռ միջավայրում, որպես Լորենցի և բեռնացման դաշտերի վերադրման արդյունք, կստանանք

$$\ddot{E}_{\text{dphex}} = \frac{\ddot{E}_{ox}}{1 + (\varepsilon - 1)(1 - f_2^2)N_x} \quad (9)$$

որտեղ  $\varepsilon$ -ը փոփոխվում է  $1 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_{\text{dphex}}$  սահմաններում:

Տեղադրելով (9)-ը և (6)-ը (2) բանաձևի մեջ,  $\varepsilon_1 \neq 1$  դեպքում, ԱՅ-ի միջին դժբանք համար կստանանք նոր բանաձև

$$\varepsilon_{\text{dphex}} = \varepsilon_1 \frac{\varepsilon_1 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)(f_2^2 + (1 - f_2)^2 N_x)}{\varepsilon_1 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)(1 - f_2)^2 N_x} \quad (10)$$

Ստացված բանաձևի ուսումնասիրությունը ցույց է տալիս, որ այն բավարարում է ԱՅ-երի տեսությանը առաջադրվող բոլոր պահանջներին: Այն ստացվել է ԱՅ-ի և նրա մոդելի համարժեքության պայմանից, տալիս է ճիշտ արդյունքներ ներառումների կոնցենտրացիաների սահմանային արժեքների դեպքում:

#### Գրականություն

1. Մ. Ա. Արամյան, Վ. Ս. Սիմոնյան, Գ. Կ. Կարապետյան // Անհամասեռ համակարգի դիսպերս ֆազի բեռնացման էներգիան որպես այդ համակարգի պարամետրի ֆունկցիա: -ԳԱԱ և ԳԴԵՅ-ի տեղ. տեխն. գիտ. սերիա, 2000, N1, էջ 59-63:

### ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԴԱՇՏԻ ՋԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ ՄԱՆՈՒՄԱՅԻՆ ԿՑՈՐԴԻՉԻ ԿՈՆԱԿԱՆ ՄԱՍԻՄ

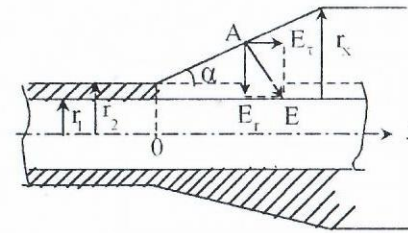
Լ. Կարախանյան, Մ. Կարապետյան, Վ. Գրիգորյան

Մալուխային 0,4-10 կՎ գծերի շահագործման փորձը վկայում է, որ յուրաքանչյուր 100 կՎ երկարության վրա տեղի ունեցող վթարների 40%-ը բաժին է ընկնում մալուխային կցորդիչներին: Ղրա պատճառներից մեկը կցորդիչի մոնտաժման ժամանակ էլրանի հեռացման տեղում էլեկտրական դաշտի խիստ անհամասեռ դառնալն է: Լարվածության այդ մակարդակը բավական է, որպեսզի իոնացնի օդի բշտիկները մալուխի մեկուսացման ներսում, առաջացնելով մասնակի պարպումներ: Արդյունքում, ժամանակի ընթացքում բարձրանում է ջերմաստիճանը և իջնում մեկուսացման էլեկտրական ամրությունը, հանգեցնելով մեկուսիչի քայքայման:

Սույն աշխատանքում բերված են միացնող կցորդիչի էլեկտրական դաշտի հաշվարկը և արդյունքների վերլուծությունը 10 կՎ լարման եռա-ջիղ մալուխի դեպքում, որի երեք ջղերը փոխարինված են մեկով՝ նրանց հատույթի գումարային մակերեսին հավասար հատույթով:

Մալուխի սխեմատիկ գծագիրը բերված է նկ. 1-ում: Հայտնի է, որ մալուխային կցորդիչների մեկուսացման հաշվարկը կատարվում է՝ ելնելով հաշվարկային լարվածությունների այն արժեքներից, որոնք կապահովեն կցորդիչի մեկուսացման ամրություն՝ ոչ պակաս մալուխի ամրությունից:

Հայտնի է նաև, որ կցորդիչի կոնական կտրվածքի տեղամասում (նկ. 1) վերը նշված անհամասեռ էլեկտրական դաշտն ունի և՛ շառավղային  $E_r$ , և՛ շոշափող  $E_z$  / բաղադրիչներ: Քանի որ թղթայուղային մեկուսացումով մալուխի դեպքում մեկուսացումն ունի



Նկ. 1

ծությունը /A կետում/ որոշվում է

$$E = \frac{U}{r_1 \ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (1)$$

բանաձևով, որտեղ  $r_1$ -ջղի, իսկ  $r_2$ -կոնական մասի շառավղիներն են սկզբնականից x հեռավորության վրա (նկ. 1):

Լարվածության շոշափող բաղադրիչը՝

$$E_z = E \tan \alpha \quad (2)$$

որտեղ  $\alpha$ -ն ցույց է տրված նկ. 1-ում:

Հաշվարկները կատարված են կոնկրետ կառուցվածքի համար.  $r_1 = 11$  մմ,

$r_{2\text{max}} = 25$  մմ,  $U_0 = 10$  կՎ: Արդյունքները բերված են աղյուսակ 1-ում և նկ. 2-ում:

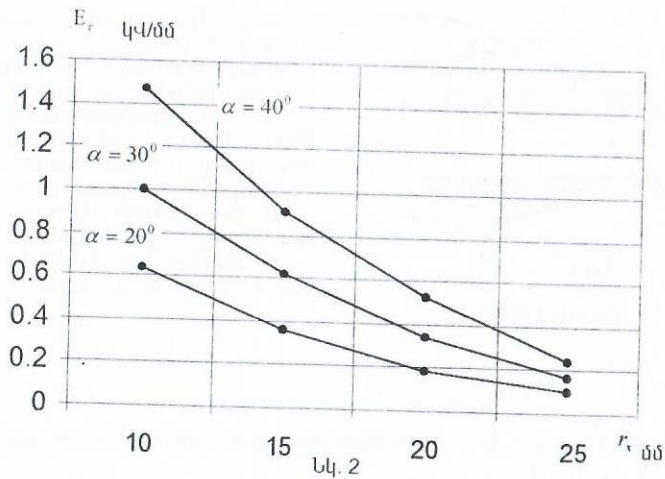
Աղյուսակ 1

$r_1$ մմ	E կՎ/մմ	$E_z$ , կՎ/մմ			
		$\alpha = 10^\circ$	$\alpha = 20^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 40^\circ$
11	1,76	0,309	0,640	0,997	1,470
15	1,29	0,227	0,469	0,744	1,082
20	0,49	0,088	0,181	0,287	0,417
25	0,29	0,040	0,106	0,168	0,245

Բերված գրաֆիկներից հետևում է, որ կոնականությունը  $20^\circ$ -ից մինչև  $40^\circ$  աճելիս լարվածության շոշափող բաղադրիչը նույն  $r_1$ -ի դեպքում մեծանում է ավելի քան 2,3 անգամ:

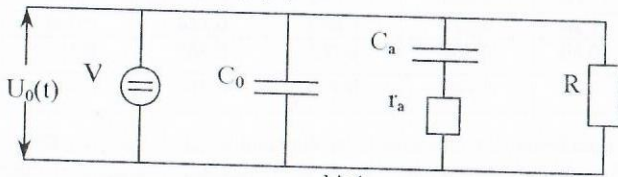
Եզրակացություններ և առաջարկություններ

1. Մալուխային կցորդիչների վթարման հիմնական պատճառներից մեկը կցորդիչ-մալուխ անցման տիրույթում էլեկտրական դաշտի անհամասեռությունն է, և, որպես հետևանք, լարվածության շոշափող բաղադրիչի առաջացումը:
2. Լարվածության շոշափող բաղադրիչը հնարավորինս նվազեցնելու համար հարկ է փոքրացնել կցորդիչի  $\alpha$  անկյունը:
3. Նշված երևույթը թուլացնելու նպատակով առաջարկվում է կցորդիչի կառուցվածքում ավելացնել կիսահաղորդիչ շերտ, որի տեսակարար դիմադրությունը անհամասեռ բաղադրության շնորհիվ մեծանում է  $r_1$ -ին համեմատական և լարվածության բաշխումը մոտեցնում հավասարաչափին:



ՁՂԹԱՅՈՒՂԱՅԻՆ ՄԵԿՈՒՄԱՅՈՒՄՈՎ ԲԱՐՁՐԱԿՈՒՆ ԿՈՆԴԵՆՍԱՏՈՐԻ ՄԵԿՈՒՄԱՅՄԱՆ ՈՐԱԿԻ ԳՆԱՋԱՏՈՒՄԸ ԱԲՍՈՐԲՅՈՒՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐՈՎ  
Տ. Փարվանյան, Մ. Մաթևոսյան, Գ. Անանյան

Անցյալ տարի դոց. Մ. Մաթևոսյանը այս գիտաժողովին ներկայացրել էր իր կողմից առաջադրած արտոբեցիոն պրոցեսների տեսությունը, որը հնարավորություն էր տալիս տարանջատելու լարման տակ դրվող դիէլեկտրիկում միաժամանակ տեղի ունեցող երեք պրոցեսներ՝ էլեկտրահաղորդականությունը ( $\gamma$ ), դիֆուզիան ( $\gamma_a$ ) և լիցքերի կոնտակտային փոխազդեցությունը ( $R$ ): Այստեղ ( $\gamma$ ), ( $\gamma_a$ ), ( $R$ ) պրոցեսների բնութագրիչ պարամետրերն են դիէլեկտրիկի համարժեք սխեմայում (նկ. 1):



Նկ. 1.

$C_0$ -ն մնուշի սեփական ունակությունն է,  $R$ -ը դիէլեկտրիկ-շրջադիր կոնտակտային դիմադրությունն է,  $C_a$ -ն և  $r_a$ -ն արտոբեցիոն ունակությունն է և դիմադրությունը: Արտոբեցիոն լիցքի վերաբաշխման դիֆերենցիալ հավասարումը

$$\frac{d^2 q(t)}{dt^2} + \left( \frac{1}{C_0 R} + \frac{1}{C_0 r_a} + \frac{1}{C_a r_a} \right) \cdot \frac{dq(t)}{dt} + \frac{1}{C_0 R C_a r_a} = 0 \quad (1)$$

հնարավորություն էր տվել ստանալ արտահայտություններ վերականգնված լարման ժամանակի ( $t_m$ ) և մաքսիմալ արժեքի համար ( $U_m$ )՝

$$t_m = \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \ln \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \quad (2), \quad U_m = \alpha_1 R C_a U_0 \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right)^{\frac{-\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2}} \quad (3), \text{ որտեղ}$$

$$\alpha_{1,2} = \frac{-n \pm \sqrt{n^2 - 4m}}{2}, \quad n = \left( \frac{1}{C_0 R} + \frac{1}{C_0 r_a} + \frac{1}{C_a r_a} \right), \quad m = \frac{1}{C_0 R C_a r_a}$$

Ներկայացված աշխատանքը նվիրված է թթթայուղային կոնդենսատորի արտոբեցիոն պարամետրերի որոշմանը, նպատակ ունենալով գնահատել մեկուսացման վիճակը:

Վերը նշված հավասարումներում ունենք երեք անհայտ՝  $C_a$ ,  $r_a$  և  $R$ :  $R$ -ը որոշվում է արտոբեցիոն պրոցեսների ավարտից հետո ինքնալիցքաթափման փորձնական լարման էքսպոնենտային մոտարկման միջին քառակուսային եղանակով:

Ջետազոտվող «ծեր» մնուշի համար ընտրված լիցքավորման ռեժիմում ստացվեց  $C_a = C_0$ : Ունենալով  $U_m$ -ի փորձնական արժեքը,  $C_a$ -ն և  $R$ -ը, (3)-ից խտեռացիոն եղանակով որոշվում է  $r_a$ -ի արժեքը:

Նշված պարամետրերի արժեքները, կախված ջերմաստիճանից, բերված են հետևյալ աղյուսակում:

T, K	286	301	313	323	333	343
R, Ом·10 <sup>10</sup>	9.24	7.33	4.55	2.81	1.21	0.629
ra, Ом 10 <sup>9</sup>	6.97	4.51	2.39	1.4	0.225	0.189

Ինչպես ցույց է տալիս աղյուսակը, մեկուսացման ընդհանուր դիմադրությունը արտոբեցիոն պրոցեսների բացակայության դեպքում 1-2 կարգ մեծ է արտոբեցիոն դիմադրությունից, այսինքն անբուլատրելի մեծ սեփական էլեկտրահաղորդականություն ունեցող մեկուսացման դիմադրության չափված ( $R$ ) արժեքը կարող է լինել նորմալի մեջ:

Այսպիսով արտոբեցիոն ( $r_a$ ) և կոնտակտային ( $R$ ) դիմադրությունների տարանջատումը կարող է հանդիսանալ մեկուսացման որակի գնահատման մի նոր մեթոդ:

ФАЗОСДВИГАЮЩИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОМ АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

В.Варпетян, Д.Тарджуманян

Во время работы ЧРЭП возникает вопрос качества регулирования выходных параметров АД, разрешаемый СУ. Однако вопросы, решаемые СУ, основываются на определении и формировании необходимых законов управления, а также и задании необходимой функциональной зависимости напряжения от частоты питания АД. С этой целью ведется исследование и разработки в области создания более качественных законов управления и регулирования ЧРЭП, а также создания более быстродействующих алгоритмов управления. Для получения высоких показателей качества регулирования ЧРЭП применяются замкнутые системы регулирования АД, которые вносят свои коррективы.

Сложность организации СУ заключается в изменении фазового угла между напряжением и током питания АД, что приводит к созданию более сложных и объемных алгоритмов управления ПЧ. Поскольку изменение угла нагрузки приводит к появлению фазового сдвига между напряжением и током на выходе ПЧ, то в соответствии с этим необходимо также обеспечить фазовый сдвиг угла управления ПЧ. В применяемых СУ для обеспечения фазового сдвига угла управления используется изменение самого алгоритма управления, что приводит к большому объему алгоритмов управления за счет их сложности, т.к. диапазон изменения фазового угла составляет 180 градусов. Этот недостаток приводит к снижению быстродействия регулирования. С целью повышения быстродействия регулирования рационально использование системы, способной обеспечить изменение фа-

завого сдвига угла управления ПЧ. Такой подход позволит избавиться от большого объема алгоритмов, что приведет к повышению быстродействия регулирования. Однако фазовый сдвиг угла управления ПЧ может найти большее применение при изменении частоты питания АД. Поскольку в ЧРЭП применяется замкнутая система регулирования выходных координат двигателя, то СУ постоянно находится в режиме изменения частоты питания АД, что приводит к появлению электромагнитных переходных процессов в двигателе, а желание поднять быстродействие регулирования приводит к появлению автоколебательных процессов. Применение фазосдвигающей системы управления позволяет плавно регулировать выходную частоту ПЧ. Изменение частоты на выходе ПЧ происходит после того, как произойдет фазовый сдвиг угла управления. В результате происходит уменьшение колебания электромагнитного поля и момента, что позволяет повысить быстродействие и показатели качества регулирования АД.

Работа данного фазосдвигающего устройства (ФСУ) основана на обеспечении некоторого заданного алгоритма управления и имеет цифровую структуру реализации. Особенность данного устройства заключается в жесткой организации системы трехфазных сигналов, сдвинутых относительно друг друга на 120 эл. градусов, и обеспечении возможности регулирования выходного напряжения по ШИР или ШИМ, поэтому организацию фазового сдвига можно вести по одному из трех каналов, обеспечивая соответствующий сдвиг фазы управляющих сигналов по другим каналам. Быстродействие системы фазового сдвига и любой шаг дискретизации фазового сдвига осуществляются за счет увеличения разрядности системы. Есть возможность комбинированного изменения алгоритмов управления ПЧ, заложенных в память системы. По техническому заданию система ФСУ обеспечивает шаг дискретизации фазового сдвига на 1 эл. градус, максимальная частота работы ПЧ равна 100 Гц, шаг дискретизации по частоте равен 0.1 Гц, однако возможно построение более точных систем с меньшим шагом дискретизации, путем увеличения разрядности системы ФСУ. Структурная схема системы ФСУ состоит из следующих функциональных узлов: генератор тактовых импульсов; преобразователь число - частота (ПЧЧ); счетчик импульсов; сумматор; преобразователь число - управляющий сигнал. Преобразователь число - частота состоит из регистра, в который записывается информация о выходной частоте ПЧ. Код частоты представляется в виде двоично-десятичного числа, разрядность которого зависит от максимальной частоты управляющих сигналов и шага дискретизации по частоте. Выходные импульсы ПЧЧ поступают на входы счетчиков, в которых производится счет до 360. С информационных выходов этих счетчиков информация поступает на А-входы сумматоров. На В- входы сумматоров поступает информация о величине фазового сдвига. С выходов сумматоров информация поступает на входы ПЗУ, который обеспечивает выполнение заданного алгоритма. Такое построение позволяет использовать данную ФСУ совместно с ПЧ, обеспечивая регулирование по принципу ШИР или ШИМ.

## ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՇՂԹԱՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՄԱՆ ՄԻ ՄԱՍՆԱԿՈՐ ԴԵՊԻ ԾՐԱԳՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄ

է. Պյուզյան, Մ. Ոսկանյան

Հայտնի է, որ էլեկտրական շղթաների ինչպես տոպոլոգիան այնպես էլ ներառված տարրերը և նրանց տեղաբաշխումը պայմանավորում են նրանում ընթացող պրոցեսների ձևական պատկերը:

Որպեսզի ընդհանուր դեպքում հավասարումները ճիշտ արտահայտեն շղթաներում ընթացող պրոցեսները ստատիկայում եվ դինամիկայում, անհրաժեշտ է համակցել այս երկու կարևոր գործոնները:

էլեկտրական շղթաներում ընթացող պրոցեսների վերլուծությունը հաճախ աշխատատար է և մեծածավալ: Այս առումով հաշվողական տեխնիկայի ժամանակակից միջոցների կիրառումը խիստ արդիական է. փորձ ենք կատարել մշակել առավել հաճախ հանդիպող (այդ թվում նաև ուսումնական պրոցեսում) խնդիրների մի դասի ծրագրային ապահովում:

Ստորև բերված է այդ ընդհանրացված խնդրի մասնավոր դեպքը հաստատուն հոսանքի շղթաների համար, որը և կիրառվել է տեսական եվ ընդհանուր էլեկտրատեխնիկայի սեկտորի ուսումնական պրոցեսում հաշվեգրաֆիկական աշխատանքի կատարման ընթացքում:

Մեքենայական հաշվարկի դեպքում շղթայի տոպոլոգիայի եվ տարրերի բնույթի ու տեղաբաշխման հարցերը դառնում են առավել կարևոր, քանզի տվյալների ներածման ընթացքում թույլ տրված սխալները միշտ չէ որ ենթակա են ծրագրային շտկման եվ հանգեցնում են սխալ արդյունքների:

Առաջարկվող ծրագրում կիրառված գրաֆիկական լուծումները թույլ են տալիս որոշ չափով խուսափել ներմուծման ընթացքում հնարավոր սխալներից, իսկ նրանց առկայության դեպքում հայտնել տեղեկատվություն, նշելով սխալի բնույթը:

Խնդրի լուծման ալգորիթմը, որի հիման վրա կազմված է ծրագիրը հետևյալն է

1. Կազմվում է էլեկտրական շղթայի տոպոլոգիական պատկերը (կախված կոնտուրների թվից) ցանցի տեսքով:

2. Յուրաքանչյուր ճյուղի համար առանձին տողով մուտքագրվում են սպառիչների դիմադրությունների թվային արժեքները:

3. Մուտքագրվում են էլշու-ի աղբյուրների թվային արժեքները՝ հաշվի առնելով նրանց բևեռականությունը (էլշու-ների ուղղությունները):

Այս պրոցեսիայի արդյունքում մոնիտորի էկրանին արտածվում է շղթայի գրաֆիկական պատկերը և հնարավորություն է ստեղծվում շտկել ներածման պրոցեսում թույլ տրված սխալները:

Միաժամանակ արտածվում են նաև խնդրի լուծման համար անհրաժեշտ հավասարումների երկու համարժեք համակարգեր, որոնք կազմվում են համապատասխան ծրագրի միջոցով համաձայն էլեկտրատեխնիկայում հայտնի Կիրխոֆի օրենքներով և կանտուրային հոսանքների մեթոդով: Ծրագրում առանձին լուծված են նաև շղթայի կոնտուրների շրջանցման ուղղությունների, ինչպես նաև շղթայի սեփական ճյուղերի ընտրության հարցերը:

Խնդրի լուծման արդյունքում ստացված տվյալներով գրաֆիկորեն ծշվում են հոսանքների ուղղությունները սխեմայի վրա, այսինքն նշվում են նրանց իրական, այլ ոչ թե նախապես, կամայականորեն ընտրված ուղղությունները: Կազմվում է նաև հզորությունների հաշվեկշռի հավասարումը և այն լուծվում:

Ծրագիրը հնարավորություն է ընձեռում, որպես խնդրի լուծման վերջնական փուլ մոնիտորի էկրանին արտացոլել բոլոր հաշվարկների արդյունքները, ինչպես նաև հաշվարկի սխալի տոկոսը:

Մշակված ծրագիրը գտնվում է տեսական և ընդհանուր էլեկտրատեխնիկայի սեկտորում և կարող է տրամադրվել բոլոր ցանկացողներին:

Վերջում ցանկանում ենք նշել, ու մշակված ծրագիրը փոքր լրամշակումների դեպքում կարող է օգտագործվել այլ բնագավառներում համանման խնդիրներ լուծելիս:

## ԲԱՐՁՐ ԵՇԳՐՏՈՒԹՅԱՆ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԼԻՍԵՆ

Վ. Վարպետյան, Թ. Պետրոսյան

Տարածականորեն իրարից որոշակի հեռավորության վրա տեղադրված և մեխանիկորեն չկապակցված երկու և ավելի լիսենների սինքրոն և սինֆազ պատման՝ այսինքն համաձայնեցված շարժման համարօգտագործում են հայտնի էլեկտրական լիսեններ, որոնք ունեն կարևոր ընդհանրություն, այն է՝ շարժման հաստատված ռեժիմներում և

արտաքին վրդովմունքի առկայության դեպքում լիսեռները պտտվում են սինքրոն, բայց ոչ սինֆազ: Այսինքն նույն արագությամբ պտտվող լիսեռների դիրքերը, միևնույն է, տարածության մեջ իրար նկատմամբ շեղված են որոշակի երկրաչափական անկյունով: Այսպիսով, նշված դեպքում, հայտնի էլեկտրական լիսեռները անպայմանորեն ունեն որոշակի ոլորման դեֆորմացիա, որովհետև չամրակցված մեխանիկական լիսեռների դիրքերի փոխադարձ տարածական շեղումը սահմանափակող օժանդակ էլեկտրական մեքենաների ստեղծած սինքրոնացնող մոմենտների ծագման միակ պատճառը հենց այդ նույն տարածական շեղման ֆիզիկորեն պարտադիր առկայությունն է:

Մշակված է գերձշգրիտ էլեկտրական լիսեռի համակարգ, որը պարունակում է յուրաքանչյուր մեխանիկական լիսեռին տեղադրված մեկական նույնատիպ աշխատանքային շարժիչներ, որոնց լիսեռներն ամրակցված են մեկական նույնատիպ ֆազային ռոտորով օժանդակ ասինքրոն էլեկտրական մեքենաների լիսեռների հետ, որոնց ստատորների եռաֆազ փաթույթները միացված են միևնույն արդյունաբերական ցանցին, իսկ ռոտորների եռաֆազ փաթույթները միացված են իրար հանդիպակալաց, առաջին օժանդակ ասինքրոն մեքենայի ստատորի փաթույթը միացված է ցանցին կիսահաղորդչային համախականության կերպափոխիչի միջոցով, որի կառավարման մուտքը միացված է իր կառավարման համակարգի էլքին, որի առաջին երկրորդ և երրորդ կառավարման մուտքերը միացված են երկրորդ օժանդակ ասինքրոն մեքենայի ստատորի փաթույթին միացված համախականության տվիչի, լարման ամպլիտուդի տվիչի և լարման ֆազի տվիչի էլքերին համապատասխանաբար, իսկ չորրորդ կառավարման մուտքը միացված է համեմատական-ինտեգրալային կարգավորիչի էլքին, որի մուտքը միացված է համեմատման էլեմենտի էլքին, որի երկու մուտքերը միացված են առաջին և երկրորդ օժանդակ ասինքրոն մեքենաների լիսեռներին ամրակցված դիրքի տվիչների էլքերին համապատասխան:

Առաջին օժանդակ ասինքրոն մեքենայի մագնիսական դաշտի դիրքը իր ստատորի նկատմամբ պայմանավորված է համախականության կերպափոխիչի էլքային եռաֆազ լարման համակարգի ժամանակային ֆազով, որն էլ պայմանավորված է համախականության կերպափոխիչի կառավարման համակարգի էլքային ազդանշանով: Համախականային կարգավորիչը ըստ համախականության և լարման ամպլիտուդի սինքրոնացված է երկրորդ օժանդակ մեքենայի ստատորի փաթույթի սնման պարամետրերի հետ համախականության և լարման ամպլիտուդային տվիչների միջոցով, համապատասխանաբար: Համեմատման էլեմենտի էլքում որոշվում է երկու մեխանիկական լիսեռների դիրքերի տարածական շեղումը: Արդյունքում համախականային կերպափոխիչի էլքում ձևավորվում է երկրորդ օժանդակ ասինքրոն մեքենայի ստատորի մատուցված եռաֆազ լարման համակարգի համեմատ նույն հաճախականության և ամպլիտուդային, բայց ֆազայով շեղված եռաֆազ լարման համակարգ: Այս ֆազային շեղումը պայմանավորված է համեմատական-ինտեգրալային կարգավորիչի էլքային ազդանշանով:

Այսպիսով, երկու լիսեռների դիրքերի տարածական շեղման ազդանշանը ծմ ինտեգրվելով վարարտադրվում է որպես օժանդակ մեքենաների ստատորներին մատուցված եռաֆազ լարման համակարգերի ֆազային շեղում զե, որից էլ օժանդակ մեքենաների ստեղծած էլեկտրա մագնիսական մոմենտների  $M_1, 2$  շնորհիվ էլեկտրական լիսեռի ոլորման դեֆորմացիան ծմ հաստատված ռեժիմներում բերվում է գրոյի:

$$M_{1,2} = \frac{\alpha}{\alpha^2 + 1} [1 - \cos(\theta_3 + \theta_4) \pm \alpha \sin(\theta_3 + \theta_4)],$$

այսինքն, հաստատված ռեժիմներում անիրաժեշտ սինքրոնացնող մոմենտները ստեղծվում են միայն զե-ի հաշվին, երբ  $\theta = 0$ :

Համակարգը աշխատունակ է նաև մեխանիկական լիսեռների անշարժ վիճակում: Առավել ևս, այս դեպքում համեմատական-ինտեգրալային կարգավորիչի մուտքում հաջորդաբար ավելացնելով երկրորդ համեմատման էլեմենտ և վերջինիս երկրորդ մուտքին մատուցելով առաջադրանք (կառավարման ազդանշան) մշակված էլեկտրական լիսեռը կդառնա որպես դիրքի ավտոմատ կառավարման էլեկտրաբանցեման համակարգ:

Մշակված համակարգը իրագործելի և աշխատունակ է նաև համախականության կերպափոխիչի թվա-ծրագրային (ընդփոխերային) կառավարման դեպքում:

Համակարգը կարող է կիրառվել մեծ ճշտությամբ փոխհամաձայնեցված և կարգավորվող բազմառանցքային շարժում ունեցող, ինչպես նաև մեխանիկական լիսեռների փոխադարձ դիրքի կառավարում պահանջող մեխանիզմներում օրինակ գերձշգրիտ մետաղամշակման հաստոցներ, ռոբոտներ:

## ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫЕ СИСТЕМЫ НАГРУЖЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

*В. Варпетян, А. Овакимян, А. Кербоян*

Рассматриваются вопросы и приводятся результаты по разработке и испытанию программируемых систем нагружения (ПСН), управляемых от микро-ЭВМ, предназначенных для испытаний и наладки двигателей и приводов любых типов и имитации производственных механизмов по моментным характеристикам.

Системы работают в двух режимах:

Диалоговый режим — ввод или выбор из пакета программ желаемой характеристики нагружения и ее отображения на экране монитора.

Режим управления — автоматическое формирование выбранной нагрузочной характеристики при произвольном изменении скорости вращения испытуемого объекта (ИО) и непрерывное слежение на мониторе текущих статических координат ИО-скорости и момента.

Оператором задается вид желаемой нагрузочной характеристики  $M_c = f(\omega)$  путем ввода коэффициентов уравнения:

$$M_c = A_0 + A_1 \omega + A_2 \omega^2 + A_3 \omega^3 + A_4 \omega^4$$

Если выбранный вид и параметры нагрузочной характеристики приемлемы, то производится запуск системы в режим управления. Здесь на мониторе производится отображение задаваемой характеристики и годографа, отображающего текущее состояние координат ИО.

Разработаны две системы ПСН — с генератором постоянного тока и с асинхронным генератором.

Первая ПСН состоит из генератора постоянного тока независимого возбуждения с датчиком скорости, трехфазного тиристорного инвертора, датчика тока, аналогового коммутатора, аналого-цифрового преобразователя, нуля органа, усилителя мощности и микро-ЭВМ. Формирование выбранной  $M_c(\omega)$  осуществляется регулированием угла отпираания тиристорных инвертора от микро-ЭВМ путем сравнения реального значения тока якоря генератора и значения, записанного в ОЗУ при данной скорости ИО. Прохождение фазных напряжений через ноль контролируется нульорганом, что необходимо для прерывания микро-ЭВМ с целью определения значений тока и скорости для расчета нового значения угла регулирования инвертора. Разрешение на запуск аналого-цифрового преобразователя осуществляется программным путем.

Данная ПСН разработана и реализована для мощности 8 кВт. Испытания показали полную работоспособность системы.

Основной недостаток первой ПСН — наличие генератора постоянного тока.

Во второй ПСН в качестве нагрузочного генератора используется асинхронная машина с короткозамкнутым ротором. Здесь асинхронный генератор сочленен с валом ИО через тензومترическую муфту ТМ, предназначенную для измерения момента. Асинхронная машина АМ соединена в сеть через транзисторный авто-

номный инвертор АИ и тиристорный мостовой инвертор ТИ. Информация от ТМ и от датчика скорости поступает на входной порт микро-ЭВМ.

Каналы управления частотой и напряжением АМ через АИ и углом регулирования ТИ соединены с выходным портом микро-ЭВМ. АМ работает в режиме рекуперативного торможения, т.к. задаваемая от микро-ЭВМ частота питания фаз АМ от АИ меньше частоты вращения ротора АМ. Обеспечение реактивной энергии АМ осуществляется подпиткой цепи постоянного тока АИ.

Управление моментом нагружения осуществляется автоматическим регулированием выходного напряжения АИ путем широтно-импульсной модуляции. Энергия нагружения от АМ частично возвращается в сеть посредством регулирования угла отпирания тиристоров ТИ в функции момента нагружения.

Разработанная система опробована для диапазона мощности  $0.75 \pm 3$  кВт, с целью экспериментального синтеза оптимальных законов частотного управления приводов.

Разработанные ПСН могут найти применение для тестирования, наладки и настройки автоматизированных экспериментальных исследований двигателей и приводов любых типов.

### БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ СИСТЕМЫ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

*В.Варпетян, А.Момджян, М.Кудоян*

Частотно-управляемые асинхронные электроприводы (ЧУЭП) с управляемым явно выраженным промежуточным звеном постоянного тока занимают большую долю всех серийно выпускаемых промышленных множеств современных систем ЧУЭП и имеют продолжающийся возрастающий темп развития.

Известно, что электромагнитный момент электрической машины независимо от способов возбуждения ее двух частей определяется векторным произведением результирующего вектора ра-бочего потока сцепления в воздушном зазоре и результирующего вектора тока одной из частей машины:

$$M = \Phi_{\mu} \times I$$

То есть, несмотря на то, что с точки зрения наибольшей управляемости машина должна быть возбуждена со стороны обо их каналов управляемых переменным током, тем не менее такая система электропривода (ЭП), где есть возможность управлять амплитудой и пространственной ориентацией векторов всех переменных, как статора, так и ротора, с точки зрения управляемости является избыточной, т.е. обладает избыточной управляемостью. При этом режим работы ЭП однозначно определяется заданным многомерным вектором управления, и для статической устойчивости такой системы ЭП необходимо реализовать дисперсионный адекватный наблюдатель, поскольку при этом система абсолютно лишена свойств внутреннего саморегулирования и, тем более, инвариантности.

Несмотря на перспективность таких систем, современные системы ЭП строятся, основываясь на некоторую способность внутреннего саморегулирования системы, т.е. по крайней мере одну из трех переменных, определяющих электромагнитный момент машины, оставляют независимой. Такие системы ЧУЭП имеют одну важную системную общность, заключающуюся в том, что сигнал задания скорости управляемого асинхронного двигателя (АД) непосредственно подается на вход системы управления полупроводникового инвертора, этот же сигнал через функциональный преобразователь подается на

вход системы управления тиристорного выпрямителя. Такое системное решение приводит к дополнительному ухудшению динамических показателей ЧУЭП.

Предлагается более быстродействующая система ЧУЭП, где входной сигнал управления инвертора снимается с выхода управляемого выпрямителя, а сигнал задания скорости АД подается на вход управления выпрямителя. Такое решение обеспечивает автоматическую форсировку изменения электромагнитного момента АД за счет упрещающего изменения амплитуды напряжения относительно изменения частоты, тем более, что изменение частоты во времени всегда подразумевает процесс развертки. В системе введены обратные связи по входному току и напряжению инвертора и скорости АД через общий усилитель на входе управления выпрямителя.

Дальнейшим развитием предложенной системы по быстродействию является разработанная вторая система ЧУЭП с подчиненным управлением. Здесь все три переменные-входной ток и напряжение инвертора, а также скорость АД, имеют собственные контуры регулирования с индивидуальными регуляторами так, что входной сигнал регулятора каждого внешнего контура служит сигналом управления соответствующего внутреннего контура. Желаемые показатели качества движения ЧУЭП в статике и динамике обеспечиваются известным выбором передаточных функций и настроек трех регуляторов.

Предложенные системы ЧУЭП были разработаны и реализованы электронными аппаратными средствами для АД с номинальной мощностью 2 кВт. Экспериментально проверены и обоснованы основные положения системных решений. Первая система ЧУЭП успешно прошла испытания на шлифовальном станке на ЗАО "АРМСТАНОК".

Поскольку предложенное решение является системным, то рассмотренные системы ЧУЭП реализуемы и работоспособны при любом уровне технической реализации ее отдельных узлов и при любой электронной базе, при любом алгоритме управления инвертора, в том числе и с широтно-импульсным управлением, как с неизменным, так и с управляемым законом модуляции, а также и при числовом-программном управлении ЧУЭП.

### ОПТИМИЗАЦИОННАЯ ПРОГРАММА РАСЧЕТА СОЛНЕЧНЫХ ВОДОНАГРЕВАТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

*Э.Казарян, Р.Егоян*

Разработанная программа расчета солнечных водонагревателей предназначена для инженерных расчетов, которая позволяет по метеорологическим данным для конкретной местности, заданной температуре на входе и выходе коллектора, средней температуре бака и в соответствии с целевой функцией оптимизации определить конструктивные размеры бака, трубопроводов, количество коллекторов и их размеры, количество покрытий коллектора.

Программа позволяет получить характеристики солнечной радиации в течение месяца и года, кривые отдельных составляющих: глобальной, вертикальной, горизонтальной, рассеянной, получить функцию распределения температуры в коллекторе и баке - накопителе, а также функцию оптимизации.

В качестве критерия оптимизации выбрано соотношение теплопроизводительности солнечного коллектора  $Q_k$  к его массе  $M_k$ :

$$\Phi = \frac{Q_k}{M_k}$$

Программа предназначена для получения многочисленных вариантов конструктивных размеров солнечного водонагревателя и в зависимости от конкретной задачи, технико-экономических показателей, необходимой производительности позволяет выбрать наиболее приемлемый вариант.

Программа состоит из четырех основных блоков (рис.1):

блока А, моделирующего тепловое состояние коллектора в зависимости от метеорологических данных;

блока В, задающего метеорологические данные, такие как температура окружающей среды, интенсивность солнечной радиации;

блока С, определяющего теплоэнергетическую эффективность коллектора;

блока D, определяющего теплопроизводительность и геометрические параметры коллектора в зависимости от целевой функции.

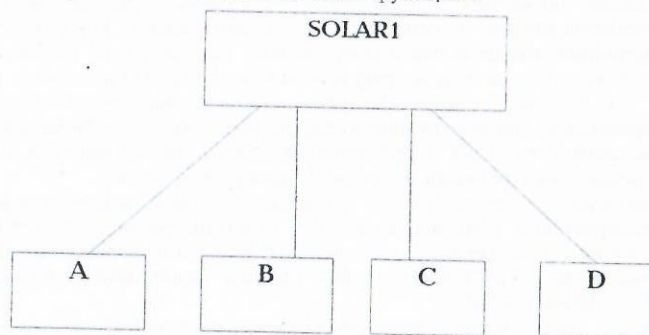


Рис.1

Разработанная оптимизационная программа расчета солнечных водонагревательных преобразователей используется в учебном процессе при подготовке студентов и магистрантов ГИУА и проведении научно - исследовательских работ в секторе "Электрических машин и аппаратов" Государственного инженерного университета Армении.

## ВОПРОСЫ ПОИСКА ПУТЕЙ СНИЖЕНИЯ ПОТЕРЬ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ И ПЕРЕДАЧЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НЕТРАДИЦИОННЫХ ИСТОЧНИКОВ

*Э.Казарян, О. Сугиловский*

Процессы промышленного производства, передачи и распределения электрической энергии с учетом происходящего в этих условиях преобразования неизбежно сопровождаются потерями энергии, которая превращается в тепловую и, за некоторым исключением используемой вторично, теряется безвозвратно, требуя в ряде случаев дополнительных затрат для ее удаления с целью ограничения нагрева оборудования выше предельно допустимых значений.

Многолетняя практика создания и эксплуатации электротехнического оборудования - генераторов, трансформаторов, коммутационной аппаратуры и передающих линий позволила весьма достоверно оценивать величину выделяющихся в них потерь и их отдельных составляющих, изменяющихся по-разному в различных режимах работы всего диапазона эксплуатационных условий. С учетом графиков изменения величины и характера нагрузок - часового, суточного, месячного

и годового, и вероятностных показателей среднестатистических оценок устанавливаются факторы, обеспечивающие минимизацию потерь при конструктивно-технологических характеристиках оборудования - используемых материалов, размеров элементов и их взаимного расположения, и режимах эксплуатации. При этом обеспечивается работа с высокими значениями КПД, в том числе за рассматриваемые периоды эксплуатации.

Применяемое в настоящее время оборудование, схемы передачи и распределения электроэнергии в промышленных сетях и средствах управления режимами работы обеспечивают работу с минимальными потерями и с наивысшим КПД. Дальнейшее снижение этих минимизированных потерь и повышение максимального КПД происходит сейчас относительно медленно, за счет использования ранее недостаточно учтенных факторов, и продолжает оставаться одной из важнейших задач современной энергетики. Работы в этом направлении интенсивно продолжаются научно-исследовательскими и эксплуатационными предприятиями энергетики, электроэнергетики, энергетического и электротехнического машиностроения с применением новейших, постоянно совершенствуемых и развивающихся методов для более точного и эффективного решения указанной задачи.

Совершенно иначе выглядят эти вопросы для нетрадиционных источников электрической энергии.

Номенклатура этих источников постоянно расширяется в связи с ростом потребности в них, из-за увеличения числа устройств и целых областей, в которых использование электрической энергии от промышленных сетей невозможно, технически неэффективно или экономически невыгодно или неприемлемо, а также в связи с ростом числа конструктивных решений, обеспечивающих наилучшее использование ранее известных, достаточно хорошо изученных физических явлений и продолжающих открываться новых.

В отличие от традиционных источников промышленных электроэнергетических систем, нетрадиционные источники электрической энергии обладают чрезмерно большим разнообразием как по принципам действия, так и по конструктивным исполнениям. Само понятие КПД в ряде этих источников заменяется понятием эффективности использования, энергетическая эффективность и т.п.

В системах передачи и распределения электроэнергии от нетрадиционных источников обычно не используются трансформаторы, позволяющие осуществлять снижение потерь в передающих линиях, но зато часто добавляются специальные устройства как для регулирования самих источников, так и для преобразования рода тока, в которых выделяются зачастую значительные потери.

В общем энергетическом балансе страны, региона и т.п. эти потери можно считать незначительными, особенно в случаях, когда эти источники черпают даровую энергию, однако правильная оценка уровня этих потерь и нахождение возможности их снижения имеет исключительно важное значение.

В ряде случаев совершенно иное значение приобретают графики работы таких устройств которые, помимо изменения нагрузки, или даже при постоянстве нагрузки, должны учитывать изменение первичной, подводимой к источнику энергии.

В случае источника, преобразующего солнечную энергию, это будут графики интенсивности солнечного облучения по часам суток и погодным условиям; в случае источника, преобразующего энергию ветра, график изменения интенсивности обдува и т.п.

Вышесказанное показывает невозможность построения всеобщей схемы определения потерь и тем более поиска путей их снижения для всех таких источников, несмотря на то, что при расчете потерь в каждом из этих источников могут быть выделены элементы, потери в которых изучены достаточно хорошо.

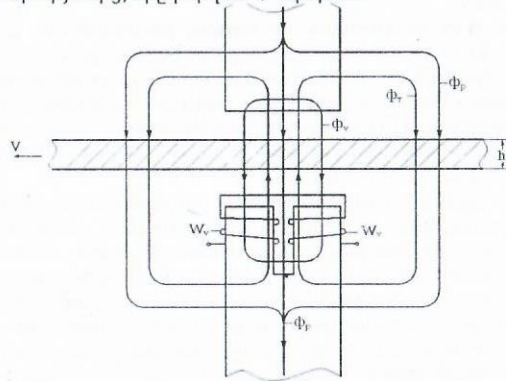
Следовательно, на настоящем этапе расчет потерь и поиск путей их снижения должны производиться самостоятельно для каждой группировки нетрадиционных источников, и лишь по мере накопления данных результаты могут частично распространяться на смежные группировки и затем частично объединяться.

## ՂԸԱՆՄԱՆ ՊՐՈՑԵՍՈՒՄ ԶԱՂՈՐԴԻՉ ԹԻԹԵՂԻ ԶԱՏԱԶԱՓՄԱՆ ԺԱՄԱՆԱԿ ԸՐՈՒՄԱՆ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ԶԵՂՈՔԱՅՈՒՄԸ

Վ.Ներսիսյան

Մետաղների զլանման պրոցեսում կարևորագույն հարց է համարվում շարժվող քիթի հաստության չափումը: Ինչպես հայտնի է այն կարելի է իրականացնել օգտագործելով՝ տարբեր ֆիզիկական սկզբունքներ, այդ թվում նաև մրրկային հոսանքները:

Մրրկային հոսանքների կիրառմանը հայտնի ձևափոխիչների ելքի ազդանշանը համեմատական է ինչպես քիթի հաստությունը, այնպես էլ նրա շարժման արագությունը: Զետևաբար շարժվող քիթի հաստությունը չափելիս անհրաժեշտ է չեզոքացնել քիթի շարժման արագության ազդեցությունը: Այդ նպատակով օգտվենք մագնիսական հոսքերի բաշխման օրինաչափությունից, որը բերված է նկարում:



Այստեղ պատկերված է մրրկահոսանքային ձևափոխիչի օդային բացակը, ուր տեղավորված է հսկման ենթակա  $h$  հաստության ունեցող քիթը, որը շարժվում է  $V$  արագությամբ: Ընդ որում  $\Phi_v$  աշխատանքային հոսքն է, որն առաջացնում է մագնիսացնող փաթույթը;  $\Phi_\tau$  - հաղորդիչ քիթի կողմից առաջացրած հոսքն է, երբ այն հատվում է  $\Phi_v$  հոսքով;  $\Phi_v$  - մագնիսական հոսքն է, որը պայմանավորված է քիթի շարժման արագությամբ;  $W_v$  - քիթի շարժման արագությունը զգացող փաթույթներ, ներկայացված երկու  $W_v$  միմյանց հավասար գալարներ անեցող հանդիպակաց միացված սեկցիաներից, նրանք տեղավորված են մագնիսահաղորդչի երկու մասերի վրա, որոնք բաժանված են փորակով: Ինչպես երևում է նկարում բերված հոսքերի բաշխման օրինաչափությունից, հանդիպակաց միացված ձախ սեկցիաի գալարները հատվում են  $(\Phi_v + \Phi_\tau)$ -հոսքով; իսկ աջ սեկցիաիցը  $(-\Phi_v + \Phi_\tau)$ - հոսքով:

Քանի որ այդ սեկցիաները միմյանց հետ միացված են հաջորդաբար հանդիպակաց, ապա ինդուկցված էլ. շ. ու. -ն արագության փաթույթի սեղմակներում կլինի

$$e_v = -W_v d \frac{d(\Phi_v + \Phi_\tau)}{dt} + W_v d \frac{d(-\Phi_v + \Phi_\tau)}{dt} = -2 W_v d \frac{d\Phi_v}{dt}$$

Այսինքն ելքի ազդանշանը համեմատական է շարժման արագությանը պայմանավորված հոսքի փոփոխմանը:

Այս փաթույթը համապատասխան ձևով միացնելով չափիչ փաթույթի հետ կարելի է չեզոքացնել արագությանը պայմանավորված ախալը քիթի հաստությունը չափելիս:

## АВТОМАТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОТРАНСМИССИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА АВТОМОБИЛЯ

Ж. Давидян

Механическая трансмиссия автомобиля имеет ряд существенных эксплуатационных, экономических и технологических недостатков. Недостатки эти следующие.

1. Управление движением автомобиля выполняется посредством трех органов управления..
2. Режим работы двигателя внутреннего сгорания (ДВС) недостаточно экономичен и неоптимален в смысле расхода топлива.
3. Для получения минимального удельного и абсолютного расхода топлива необходимо, чтобы движение в каждом определенном режиме (загрузка, уклон, состояние дороги, соответственно — мощность ДВС) выполнялось при вполне определенной скорости, при которой имеет место минимальный расход топлива. Однако это условие практически не выполняется.
4. Улучшение характеристик трогания и приемистости (ускорения) автомобиля может быть достигнуто лишь за счет значительного увеличения установленной мощности ДВС. А это, в свою очередь, приводит к увеличению массы и стоимости ДВС, а также к повышению удельного и абсолютного расхода топлива в пусковых, так и в стационарных режимах движения.
5. Затруднен переход на высокоскоростные газотурбинные и паротурбинные двигатели с их известными преимуществами.
6. Узлы механической трансмиссии — узел сцепления, коробка передач, карданное соединение — достаточно сложны в технологическом отношении.

Все указанные недостатки обусловлены спецификой механической трансмиссии, которая заключается в жестком соединении вала ДВС с валом колес и невозможностью поэтому раздельного регулирования скорости вращения ДВС и скорости вращения колес, а также свободного выбора параметров ДВС. Эти недостатки могут быть исключены при переходе в автомобиле на электротрансмиссию с реализацией специального закона управления.

Предлагается создание электротрансмиссии переменного тока с использованием синхронного генератора, а в качестве тягового электродвигателя — управляемого импульсного двигателя переменного тока [1,2] и специальной системы автоматического управления [3].

В электротрансмиссии генератор мощности (ДВС) и генератор вращающего момента (электродвигатель колеса) отделены друг от друга по валу. Поэтому мощность ДВС и скорость вращения колес могут регулироваться независимо друг от друга. Система управления [3] реализует автоматическое раздельное регулирование мощности ДВС, генератора и скорости вращения электродвигателя — колеса в зависимости от заданной скорости движения. При этом автоматически поддерживается заданная скорость движения и оптимальный режим работы ДВС, что обеспечивает минимум расхода топлива во всех режимах движения. Обеспечивается также высокая приемистость (ускорение) при использовании всей мощности ДВС. Блок управления и электротрансмиссия в целом имеют один внешний орган управления — педаль задания скорости.

Бесконтактный импульсный двигатель переменного тока, который имеет тяговые характеристики двигателя постоянного тока, свободен от недостатков двигателя постоянного тока – отсутствует щеточно-коллекторный узел. Импульсный двигатель легкоуправляем и не требует сложного тиристорного преобразователя частоты двигателя. При этом достигаются следующие важные преимущества относительно существующих электротрансмиссий:

- массо-габариты, стоимость и потери энергии тиристорного коммутатора примерно в 2-3 раза меньше относительно тиристорного преобразователя со звеном постоянного тока,

- обеспечивается полная коммутационная устойчивость без ограничения коммутируемой мощности,

- имеет место плавная управляемость величинами момента, тока и скорости вращения электродвигателя в широких пределах,

- двигатель может быть выполнен бесконтактным с самовозбуждением от импульсов тока статора.

Предлагаемая электротрансмиссия переменного тока на базе управляемого импульсного двигателя имеет необходимые тяговые характеристики и конкурентноспособна с системой постоянного тока, а по конструктивному типу машины, по ее надежности и экономическим характеристикам превосходит систему постоянного тока.

Как следует из результатов расчетов, использование электротрансмиссии в режиме движения по городу позволяет существенно снизить расходы топлива (примерно на 18–34 %), повысить ресурс ДВС, что зависит от количества оборотов коленвала на 1 км (примерно на 40–63 %), значительно увеличить приемистость автомобиля при существующем ДВС.

Электротрансмиссия, созданная на основе предлагаемых технических решений, будет обладать значительными преимуществами перед традиционной механической трансмиссией и, следовательно, значительно повысит эффективность автомобиля в целом.

#### Литература

1. А. с. СССР 1603515 (Н 02Р 1/50). Электропривод переменного тока / Овчинников И.Е., Давидян Ж.Д., Рябов В.Н. // Б.и. 1990, N40.
2. Давидян Ж.Д. Импульсный пуск синхронных двигателей. // Электрические станции. – М, 1998, N10, с. 46-50.
3. А. с. СССР 1735082 (В 60 L 11/04, 15/22). Теплоэлектрический привод самоходных машин / Давидян Ж.Д. // Б.и. 1992, N19.

### ДОПОЛНЕНИЕ К ТЕПЛОВОМУ РАСЧЕТУ СУХИХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

*С.Нерсесян, Ю.Оганесян, А.Киракосян*

При проектировании энергетического и электротехнического оборудования в связи с ростом удельных нагрузок остро стоит вопрос точности тепловых расчетов. В элементах конструкций с внутренними источниками теплоты существуют большие градиенты температуры, и поэтому тепловой расчет по средней температуре не допустим. Практическим выходом из этой ситуации является тепловой расчет, основанный на решении сопряженных задач конвективного теплообмена. Однако в силу известных математических сложностей сопряженные задачи трудно внедряются в инженерную практику. Имеется небольшое количество работ,

где решались внутренние сопряженные задачи результаты которых можно было бы использовать. Например, в [1] рассматривалось течение жидкостей в каналах с равномерным или параболическим профилем скорости, с термически тонкими стенками канала и т.д.

В [2] приведены разностные схемы для сопряженных задач в гладких каналах, но не представлены результаты исследования всех факторов влияние интенсивности теплообмена и максимальная температура стенки.

В настоящей работе предложен достаточно простой алгоритм для решения сопряженных задач вертикальных каналов. Используются уравнения пограничного слоя, и поэтому полученные результаты справедливы для гладких сквозных каналов.

Нахождение эффективного размера теплового канала  $a_3$  между двумя узлами трансформатора можно определить уравнением:

$$a_3 = [2 + 0,625(1 - \xi)](288 / RaK_1)^{0,25},$$

где  $\xi$  - соотношение плотностей тепловых потоков двух охлаждающих цилиндрических тел:  $\xi = q_{1\text{вн}}/q_{2\text{вн}}$  (для внутреннего канала  $\xi = 1$ ),  $Ra$  - критерий Релея по [2],  $K_1$  - коэффициент эффективности охлаждения по [3].

Если полученный размер канала  $a_3$  меньше чем электрическое изоляционное расстояние между двумя узлами (решается по [4]), то принимается размер канала равный изоляционному расстоянию и решается индивидуально методом, т.е. не рассматриваются тепловые взаимодействия двух узлов.

Если полученный размер канала  $a_3$  больше, чем электрическое изоляционное расстояние между двумя узлами, и с экономической точки зрения ширина канала принята равной изоляционному расстоянию, то тепловой расчет производится по [5] с поправкой коэффициента эффективности теплообмена  $\alpha_{\text{эф}}$  полученного по [3]:

$$\alpha_{\text{эф}} = K_{\text{вт}} K_{\text{вн}} K_{\text{р}} K_{\text{ф}}$$

#### Литература

1. Никифоров А.Н., Паутова Н.А. Численное моделирование сопряженного конвективного теплообмена в каналах. //Изв. вузов. Электромеханика, 1998,С 21-26 .
2. Нерсесян С.Г., Азарян П.Е. Конвективный теплообмен в вертикальных щелях в условиях гидравлически замкнутой системы охлаждения "М" трансформаторов. ЕрПИ. //Междуз. сборник. Серия Электротехника ЕрПИ 1984,-С. 81- 88.
3. Киракосян А.А., Нерсесян С.Г., Оганесян Ю.А. Исследования свободно-конвективного теплообмена цилиндрических нагретых поверхностей трансформатора в воздушном пространстве ГИУА 1999. С. 74-76 .
4. Дишгревский В.С. Расчет и конструирование электрической изоляции.- М.: Энергоиздат, 1981 – 392с.
6. Заводская нормаль "Армэлектростроитель" 1996.

### ТИРИСТОРНО-КОНДЕНСАТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ДЕМПФИРУЮЩИМ КОНДЕНСАТОРОМ ДЛЯ УСТАНОВОК ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

*Н.Петросян., Г.Овакимян*

Специфическим требованием электротехнологии, как показал ряд проведенных в этом направлении работ, (высокие динамические показатели, устойчивость к КЗ, работа в режиме источника тока и т.д.) достаточно полно удовлетворяют тиристорно-конденсаторные преобразователи с дозированной передачей энергии, которые обеспечивают высокую коммутационную устойчивость в широком диапазоне изменения тока нагрузки.

Однако, применение высокочастотных ключей в сетевых преобразователях приводит к возникновению перенапряжений на элементах преобразователя, так как фазы промышленной сети обладают сопротивлением индуктивного характера и принудительное прерывание тока в цепи с индуктивностями приводит к искажению формы напряжения на шинах питающей сети. Как правило, эти искажения проявляются в виде кратковременных всплесков и провалов сетевого напряжения. При достаточно больших значениях фазных индуктивностей, тока нагрузки и скорости выключения эти напряжения могут привести к нарушению нормальной работы преобразователя.

Целью данной работы является анализ и создание тиристорно-конденсаторного преобразователя с уменьшенным влиянием на питающую сеть, а также снижение коммутационных перенапряжений с помощью подключения демпфирующего конденсатора.

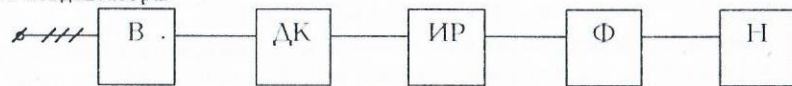


Рис. 1

Структура тиристорно-конденсаторных преобразователей с демпфирующим конденсатором показана на рис. 1, где В - трехфазный выпрямитель, ДК - демпфирующий конденсатор, ИР - импульсный регулятор, Ф - фильтр, Н - нагрузка.

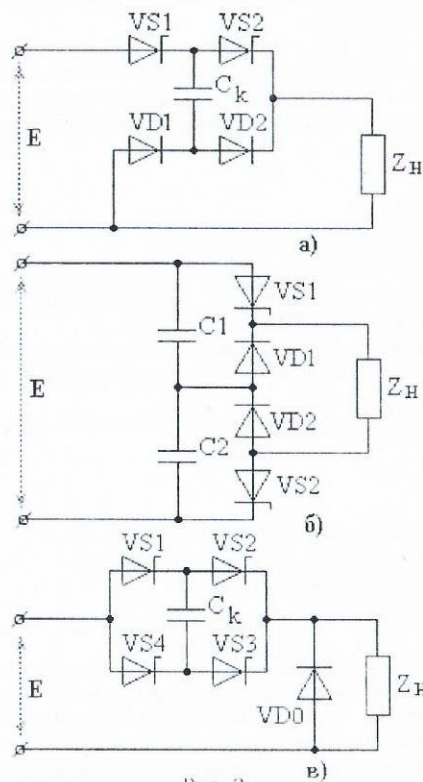


Рис. 2

Здесь рассматриваются разные варианты схемотехнических решений импульсного регулятора. На рис. 2 а, б, в показаны эти схемы: на рис. 2 а показана схема преобразователя с двумя тиристорами и двумя диодами, на рис. 2 б показана схема преобразователя с разделенной емкостью на входе, а на рис. 2 в мостовая схема. Все эти схемы осуществляют принцип дозированной передачи энергии на нагрузку. Также рассматривается принцип работы этих преобразователей при питании от сети переменного тока.

На основе выше приведенных схем разработана силовая схема тиристорно-конденсаторного преобразователя с демпфирующим конденсатором для питания электротехнологических установок.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Булатов О.Г., Воронин А.А. Источник питания электродуговых испарителей технологической установки - Тр. МЭИ. 1983, вып. 613, с. 8-12.
2. Булатов О.Г., Петросян Н.Н., Шитов В.А. Влияние параметров сети

на работу преобразователя с дозированной передачей энергии. - в кн.: Тезисы докладов третьего Всесоюзного научно-технического совещания по проблемам электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей. Таллин, 1986. - с. 17-18.

## ЦИКЛИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ

В. Мовсесян, Д. Оганесян

Резонансные инверторы (РИ) широко применяются для преобразования постоянного напряжения в высокочастотное переменное, благодаря меньшим коммутационным потерям по сравнению с другими преобразователями. Они часто используются в источниках вторичного электропитания (ИВЭП) с бестрансформаторным входом для трансформации уровня напряжения. В ИВЭП со стабилизированным или регулируемым выходом, обычно, инвертор является управляемым и в его функции, также, входит стабилизация или регулирование выходного напряжения. В настоящее время широко распространены два метода регулирования выходного напряжения РИ: изменением фазового сдвига между управляющими импульсами силовых ключей и изменением рабочей частоты инвертора. Одной из основных задач при разработке ИВЭП является минимизация коммутационных потерь. С этой точки зрения фазовое управление является наилучшим, так как регулирование напряжения в широких пределах требует больших значений фазового сдвига, что приводит к большим коммутационным потерям. Частотное управление в настоящее время является основным, благодаря простоте и меньшим, по сравнению с фазовым управлением, потерям. Однако, и в этом случае при изменении частоты в широких пределах потери растут из-за возрастания фазового сдвига между током и напряжением ключа. С целью минимизации потерь в РИ предлагается циклический метод регулирования выходной мощности путем изменения числа периодов отбора мощности от источника к числу периодов, где нагрузка питается от энергии накопленной в индуктивности и емкости резонансного контура. При этом рабочая частота держится постоянной, а время, необходимое для записывания транзистора держится не менее допустимого значения, когда сопротивление нагрузки изменяется в широких пределах. При циклическом методе управления мостовой инвертор может работать в следующих режимах: (состояниях) питания - открыта пара перекрестных транзисторов, энергия отбирается от источника; режим рекуперации - открыта пара перекрестных диодов, энергия контура возвращается в источник; покоя - открыта пара верхних или нижних ключей (транзистор и противоположный диод), диагональ инвертора замкнута накоротко, нагрузка питается от контура. Амплитуда первой гармоники напряжения на диагонали  $U_{1m}$  определяется по формуле:

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} U_d \frac{2M}{2N}, \quad (1)$$

где  $2M$  - число тактов с напряжением  $\pm U_d$  в цикле управления с  $2N$  тактами (полупериодами) основной частоты. Амплитуда первой гармоники выходного напряжения определяется:

$$U_{2m} = H(x, R) U_{1m}, \quad (2)$$

где  $H(x, R)$  - коэффициент передачи контура,  $x = \omega/\omega_0$  - относительная частота,  $R$  - сопротивление нагрузки. При регулировании напряжения  $U_{2m}$  изменяется  $U_{1m}$  путем изменения числа  $M$  при фиксированном  $N$ . Для стабилизации  $U_{2m}$ , при изменениях  $R$  или  $U_d$ , также, соответствующим образом изменяется  $M$  (обычно, по

сигналу обратной связи). Для заданной последовательности состояний, обычно хранимой в постоянном запоминающем устройстве (ROM), система управления формирует импульсы открытого состояния транзисторов. Выбор соответствующей последовательности осуществляется старшими адресными битами ROM, которые поступают от органа задания уровня выходного напряжения или из устройства обратной связи (при стабилизации выходного напряжения). А кодированные значения тактов текущей последовательности выбираются младшими адресными битами ROM, поступающими от двоичного счетчика адреса. Коэффициент пересчета счетчика равен  $2N$  (числу тактов в одной последовательности). Последовательности тактов должны удовлетворять следующим ограничениям и условиям:  $N$  должен быть четным для того, чтобы  $N$ -ая гармоника спектра  $U_{out}$  имела частоту  $f_0$ ; числа тактов в последовательности с напряжением на диагонали  $+U_d$  и  $-U_d$  должны быть равными для того, чтобы среднее значение напряжения  $U_{out}$  было равно нулю. Длина последовательности определяется из условия обеспечения требуемой точности регулирования или стабилизации выходного напряжения:  $N=1/\delta$ ,  $\delta$  - заданная относительная погрешность. Необходимое число последовательностей зависит от диапазона регулирования:  $N_1=(U_{2nom} - U_{2min})N/U_{2nom}$ , где  $U_{2nom}$ ,  $U_{2min}$  - номинальное и минимальное значения выходного напряжения. Необходимая емкость памяти ROM составит:  $C_n=2NN_1$  четырехразрядных слов. Реальная емкость памяти будет, на самом деле, больше этого значения, поскольку память адресуется двоичными адресными переменными. Число младших адресных битов:  $n_n = \lceil \log_2 2N \rceil$ , а число старших адресных битов:  $n_c = \lceil \log_2 2N_1 \rceil$ . Таким образом, реальная емкость памяти составит:

$$C_n = 4 \cdot 2^{n_n + n_c} \text{ бит.} \quad (3)$$

Потери мощности на коммутацию одного транзистора определяются по формуле:

$$P_{sw} = \frac{t_f^2 I_m^2}{24C_0} \sin^2 \varphi_z \left(1 - \frac{t_f}{\omega t_g \varphi_z}\right) = \frac{t_f^2 I_0^2}{24C_0} \left(1 - \frac{t_f}{\omega t_g \varphi_z}\right), \quad (4)$$

где:  $t_f$  - время спада тока транзистора,  $\varphi_z = \omega t_g$ ,  $t_g$  - время, необходимое для надежного запираения транзистора и полного заряда собственной емкости  $C_0$  силового ключа ( $t_g > t_f$ ),  $I_0$  и  $I_m$  - ток коммутации и амплитуда тока транзистора. Потери в силовом ключе при циклическом методе управления определяются:

$$P_{avc} = \frac{2M}{2N} P_{sw}, \quad (5)$$

где отношение  $2M/2N$  учитывает то обстоятельство, что в тактах с нулевым напряжением на диагонали инвертора не имеет место принудительное запираение транзисторов. Из формулы (5) следует, что в недогруженных режимах ( $M < N$ ) потери при циклическом управлении меньше чем при частотном управлении.

### ՀԱՆՈՒԹՅԱՆ ԱՆՄԻՋԱԿԱՆ ՓՈԽԱՐԿՉԻ ԿԱՌԱՎՈՐՄԱՆ ԵՂԱՆԿԻ ԴՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Ս.Ալեքսանյան, Գ. Բարեղամյան

Ուսումնասիրվում է էլեկտրաէներգիայի կրկնակի ձևափոխմամբ միաֆազ կայունացված ինվերտոր, որի ելքային սինուսոիդային լարումը ձևավորվում է լայնա-իմպուլսային մոդուլացման (ԼԻՄ) եղանակով: Ինվերտորի դիտարկվող սինեմայում մուտքային հաստատուն լարումը նախ կոնվերտորի միջոցով վեր է ածվում բարձրհաճախակնային (ԼԻՄ-ի տանող կեն հաճախությամբ) ուղղանկյունաձև լարման և փոխանցվելով տրանս-

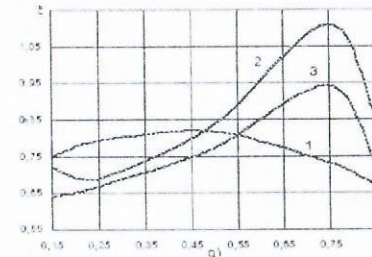
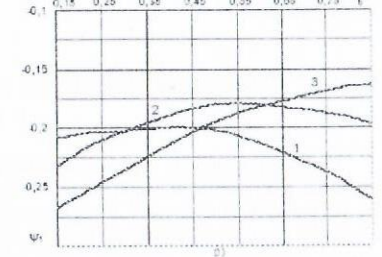
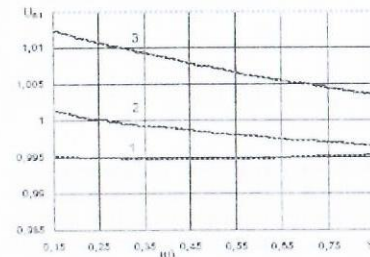
ֆորմատորով տրվում է անմիջական կապով հաճախության փոխարկչին (ԱԿՖ): Վերջինս կառուցված է տիրիստորների վրա տրանսֆորմատորի միջին կետով սխեմայով: ԱԿՖ-ի ելքում ձևավորված և ըստ լայնության սինուսոիդի օրենքով մոդուլացված երկբևեռ իմպուլսային լարման հարթեցմամբ բեռի վրա ստացվում է սինուսոիդի տեսքի լարում:

Բեռի լարման կայունացումը կատարվում է հաշվողական կանխագուշակման եղանակով աշխատող կառավարման համակարգի շնորհիվ [1], որի էությունը կայանում է հետևյալում: Տանող հաճախության յուրաքանչյուր պարբերության (տակտի) ընթացքում ԼԻՄ-իմպուլսի բևեռականությունը և փոխանցատման պահը հաշվարկվում են ելնելով ելքային լարման կանխագուշակվող ցանկալի հետագծից: Այդ նպատակով օգտագործվում է առաջադրվածից ելքային լարման պայմանական անհամաձայնության հասկացությունը

$$\varepsilon(t, \theta) = u(t, \theta) - \hat{u}(t, \theta),$$

որը հաշվարկվում է այն ենթադրությամբ, որ իմպուլսը միացվում է ընթացիկ է պահին (հենց դրանում էլ կայանում է պայմանականությունը): Բերված արտահայտության մեջ  $u(t, \theta)$  - ն և  $\hat{u}(t, \theta)$  - ն ելքային լարման և առաջադրված ազդանշանի կանխագուշակվող արժեքներն են կանխագուշակման  $\theta = t + \beta$  պահին,  $t$  - ն ընթացիկ ժամանակն է (հաշվարկվում է տակտի սկզբից), իսկ  $\beta$  - ն կանխագուշակման հեռավորությունը:

Կախված ֆիլտրի դրուսելի հոսանքից հնարավոր են անընդհատ և ընդհատվող ռեժիմներ: Անընդհատ ռեժիմում տակտի սկզբում միացվում է հոսանքի բևեռականությանը հակառակ բևեռականությամբ իմպուլս, իսկ այնուհետև փնտրվում է իմպուլսի փոխանցատման պահը: Իմպուլսի իրական փոխանցատունը կատարվում է այն պահին, երբ կանխագուշակվող անհամաձայնությունը դառնում է զրո (կորը հատում է առանցքը), այսինքն  $\varepsilon(t, \theta) = 0$ : Երկու կորերի իրական հատումը տեղի ունի կանխագուշակվող  $\theta$  կետում: Եթե ելքային և առաջադրված կորերը յուրաքանչյուր տակտում հատվեն, ապա դրանք մինչև յանց կատարվեն շատ մոտ:



Սկ. 1

Ընդհատվող ռեժիմում միաժամանակ հաշվարկվում են երկու կանխագուշակումներ  $\varepsilon(t, h, +)$  և  $\varepsilon(t, h, -)$ , համապատասխանող այն ղեպերին, երբ ժամանակի ընթացիկ պահին միացվում են դրական կամ բացասական իմպուլսներ  $h - t$  տևողությամբ ( $h - t$  տակտի տևողություն է): Դրանցից մեկը բացարձակ արժեքով միշտ մոնոտոն նվազող

է: Յետեւելով վերջինիս և որա գրոյով անցնելու պահին միացնելով համապատասխան բեռնակաւորյաւք իմպուլս կանխագուշակվող  $t = h$  կետում ելքային լարումը կհամընկնի առաջադրվածի հետ, այսինքն  $u(h) = u(b)$ :

Յետագոտությունները ցույց են տվել, որ լավ ցուցանիշներ է ապահովում կանխագուշակման պարզ գծային օրենքը

$$\beta = ah + bt,$$

երբ կանխագուշակվող կետը միշտ գտնվում է հաջորդ տակտում, բայց հաջորդ փոխանջատումից առաջ: Նշված օրենքում  $a$  և  $b$  գործակիցների ընտրությունը կատարված է համակարգչային մոդելավորման օգնությամբ: Ինվերտորի մոդելավորումը իրագործված է ЭАТРАН համակարգի միջոցով, իսկ որպէս նպատակային ֆունկցիաներ ընտրված են ելքային լարման դաիսնուտիդայնության գործակիցը ( $\xi$ ), առաջին հարմոնիկի ամպլիտուդը ( $U_{1m}$ ) և փուլի շեղումը ( $\Psi_1$ ): Նկ.1-ում ներկայացված են հաշվարկված մեծությունների կախվածությունները  $a$  գործակիցի երեք (1.0, 1.1, 1.2 համապատասխանաբար 1, 2 և 3 կորեր) և  $b$  գործակիցի հինգ (0.15, 0.25, 0.5, 0.75, 0.85) արժեքների դեպքում: Ինվերտորի ուժային մասի պարամետրերը վերցված են հետևյալ կերպ՝ ֆիլտրի դրոսելի հարաբերական դիմադրությունը՝ 0.2, կոնդենսատորի հարաբերական հաղորդականությունը՝ 0.5, տանող և ելքային հաճախությունների հարաբերակցությունը՝ 40:1, ԼԻՍ-իմպուլսների առավելագույն լցման գործակիցը՝ 0.9: Կորերն ակնհայտորեն վկայում են այն մասին, որ նպատակային ֆունկցիաների համեմատաբար փոքր շեղումներ ապահովում է կանխագուշակման  $\beta = h - t/2$  օրենքը, որն էլ ընտրված է որպէս օպտիմալ հետագա հետագոտությունների համար:

#### Գրականություն

1. Барегамян Г.В. Алгоритм управления ИПЧ с оптимальным выбором моментов реверса тока. - Известия АН Арм. ССР. Сер. технических наук. - 1986, 39, №3. - С. 8-13

## РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ ОДНОФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ С Ш И М

Г. Барегамян

В инверторах с синусоидальным выходным напряжением и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) доля трансформатора в массогабаритных показателях устройства, обычно, существенна и его проектированию уделяется особое внимание. Для оптимизации трансформатора, помимо ряда других факторов, необходимо иметь также точные соотношения для расчета токов и напряжений обмоток, расчетных и габаритной мощностей, что является достаточно сложной задачей для инверторов с ШИМ.

В данной работе рассматриваются вопросы уточненного расчета токов и напряжений однофазных инверторных трансформаторов. Инвертор собран по структуре с однократным преобразованием энергии (коммутатор-трансформатор-фильтр), а выходное синусоидальное напряжение формируется с помощью двухуровневой ШИМ. Даже при такой простейшей структуре при ШИМ имеют место чрезвычайно сложные процессы. Напряжения и токи ветвей схемы, кроме составляющих выходной (основной) частоты, содержат также пульсации сложной формы, что затрудняет их учет при анализе и расчете процессов.

Для получения необходимых расчетных соотношений выполнен аналитический анализ электромагнитных процессов в рассматриваемой схеме инвертора при следующих допущениях: ключевые приборы, трансформатор и элементы LC-фильтра предполагаются идеальными, а нагрузка - активно - индуктивной.

Анализ проводился в три стадии. На первой стадии, предполагая напряжение и ток нагрузки синусоидальными, определялись гармонические составляющие токов и напряжений основной частоты на вторичной стороне трансформатора. На второй стадии, оценивались пульсационные составляющие с привлечением, так называемого, метода "локального усреднения" [1], сущность которого заключается в следующем. Если в пределах периода несущей частоты (такта) считать напряжение нагрузки постоянным, то легко определяются параметры пульсации токов дросселя и конденсатора фильтра, имеющие вид модулированных треугольных функций. Параметры пульсаций зависят от коэффициента заполнения ШИМ - импульсов и меняются от такта к такту. При относительно большом соотношении несущей и выходной частот, что обычно имеет место на практике, коэффициент заполнения приближенно представляется синусоидальной функцией выходной частоты с амплитудой, равной глубине модуляции  $M$ . Тем самым, пульсацию тока "приписывается" модуляционная отгибающая и удается записать конечное аналитическое выражение в функции от  $M$ . На третьей стадии определяются результирующие токи путем "наложения" основных и пульсационных составляющих.

Для эффективных значений токов и напряжений обмоток в относительных единицах получены следующие соотношения:

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_2 = \sqrt{2}H_2 / M; \quad \bar{I}_1 = \bar{I}_2 = H_4.$$

$$H_1 = \sqrt{1 - 2\bar{Y}_c \sin\phi + \bar{Y}_c^2}; \quad H_2 = \sqrt{[1 - \bar{X}_L(\bar{Y}_c - \sin\phi)]^2 + (\bar{X}_L \cos\phi)^2};$$

$$H_3 = \frac{\pi\Omega H_2}{2M\bar{X}_L}; \quad H_4 = \sqrt{H_1^2 + H_3^2 \left(1 - M^2 + \frac{3}{8}M^4\right)}; \quad M = \sqrt{2nH_2} \frac{U_H}{U_d}.$$

В выражениях приняты:  $\bar{X}_L = 2\pi L / Z_H$ ,  $\bar{Y}_c = 2\pi C Z_H$  - относительные сопротивления дросселя и проводимости конденсатора фильтра на основной частоте;  $\Omega = f / f_H$  - относительная выходная астога;  $Z_H$ ,  $\phi$  - сопротивление и угол нагрузки;  $U_d$  - входное напряжение инвертора;  $n$  - коэффициент трансформации.

В качестве базовых величин для напряжений и токов вторичной стороны трансформатора выбраны эффективные значения напряжения и тока нагрузки  $U_H$  и  $I_H$ , а для первичной стороны - их приведенные значения  $nU_H$ ,  $I_H / n$ .

Расчетные мощности обмоток и типовая мощность трансформатора зависят от конкретного типа применяемого коммутатора. В частности, в случаях мостового и полумостового коммутаторов типовая мощность определяется выражением

$$\bar{S}_T = \sqrt{2}H_2 H_4 / M,$$

а при коммутаторе по нулевой схеме -

$$\bar{S}_T = \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2}\right) H_2 H_4 / M.$$

При трех указанных схем коммутаторов коэффициенты трансформации соответственно определяются соотношениями:

$$n = \frac{U_{d\max}}{\sqrt{2}U_H H_{2\max}}; \quad n = \frac{U_{d\max}}{2\sqrt{2}U_H H_{2\max}}; \quad n = \frac{U_{d\max}}{\sqrt{2}U_H H_{2\max}};$$

$$H_{2\max} = H_2 / \cos\phi = (\cos\phi)_{\min}.$$

По рассчитанным электрическим параметрам далее выполняется расчет обмоток и конструктивный (при необходимости еще и тепловой) расчет трансформатора по известным методикам. Если выходной фильтр инвертора другого типа, то

в выражениях следует выполнить соответствующие подстановки.

Следует отметить, что при принятых допущениях и LC - фильтре ошибка расчета по приведенным формулам, обычно, не превышает 2...3% (при других фильтрах точность ухудшается). При необходимости результаты расчетов могут служить исходными для оптимизации проектируемых трансформаторов с привлечением универсальных систем моделирования и анализа (например, системы ЭЛТРАН).

Литература

Мустафа Г.М. Метод приближенного анализа импульсно-модулированных инверторов с синусоидальным выходным напряжением // Электротехника. - 1987. - № 10. - С. 2-8.

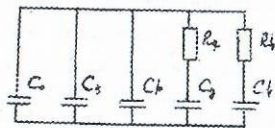
ԴԻԷԼԵԿՏՐԻԿ ՆՅՈՒԹԵՐԻ ՆԵՐԿԱՅԱՑՈՒՄԸ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՀԱՄԱՐԺԵՔ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ՄԻՋՈՑՈՎ

Ռ.Սարգսյան

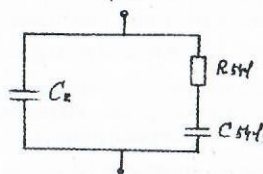
Զքայայտող (Զ.Զ.) բարձր հաճախականային մեթոդների կիրառման ժամանակ մեծ դեր է խաղում դիէլեկտրիկ նյութերի ներկայացումը էլեկտրական համարժեք սխեմաներով (ԷՀՍ): Այսպիսի ներկայացման հաջող լուծման դեպքում կատեղծվեն լայն հնարավորություններ դիէլեկտրիկ նյութերի ինչպես կազմի, այնպես և կառուցվածքային առանձնահատկությունների մախնական տեսական հետազոտման համար ՉՔ բարձր հաճախականային մեթոդի օգնությամբ:

Դիէլեկտրիկ նյութերի ներկայացումը ԷՀՍ - ի միջոցով ներկայումս առաջացնում է բավականին տարածայնություններ հետազոտողների միջև այդ ԷՀՍ-երի տեսքերի և նրանց պարամետրերի որոշման մեթոդների տեսանկյունից: Հետազոտողների մեծամասնության կարծիքով (1) դիէլեկտրիկ նյութերի ԷՀՍ-ն կարելի է ներկայացնել հետևյալ տեսքով (գծ.1):

գծ.1



գծ.2



Որտեղ  $C_0$  - չափողական կոնդենսատորի սկզբնական ունակությունն է, որի չափման տիրույթում տեղադրված է հետազոտվող նյութը:

$C_2, C_3, C_4, C_5$  - ունակություններն են, որոնք համապատասխանում են էլեկտրոնային, իոնային, դիպոլային և կառուցվածքային բևեռացումներին:

$R_1, R_2$  - դիմադրություններ են, որոնք բնութագրում են ակտիվ կորուստները դիպոլային և կառուցվածքային բևեռացման դեպքում:

ԷՀՍ - ի պարամետրերը, ինչպես երևում է նկարից, որոշվում են այն համագամանքով, թե ինչ տեսակի բևեռացումներ են տեղի ունենում չափողական կոնդենսատորի էլեկտրական դաշտում տեղադրված դիէլեկտրիկում: Այդ պատճառով կարծ ուսումնասիրենք այդ բևեռացումների ելությունը մոլեկուլյառ տեսության տեսանկյունից: Կախված մոլեկուլյառ կառուցվածքից տարբեր դիէլեկտրիկներ փոփոխական էլեկտրական դաշտում դրսևորում են իրենց տարբեր ձևով: Որի հետևանքով բոլոր դիէլեկտրիկները կարելի է բաժանել 2 խմբի՝ ոչ բևեռային և բևեռային: Ոչ բևեռայինները դրանք այն նյութերն են, որոնց մոտ արտաքին էլեկտրական դաշտի բացակայության դեպքում դրական և բացասական լիցքերի կենտրոնները համընկնում են, իսկ բևեռայինի դեպքում՝ չեն համընկնում:

Ոչ բևեռային դիէլեկտրիկներում էլեկտրական դաշտի ազդեցության տակ դրական և բացասական լիցքերի կենտրոնները տեղաշարժվում են:

Այդ պատճառով մոլեկուլով ինդենկցվում է դիպոլային մոմենտ: Սիաժամանակ կատարվում է դիպոլային կողմնորոշում: Բևեռային դիէլեկտրիկներում մոլեկուլների դիպոլները էլեկտրական դաշտի ազդեցության տակ միայն կողմնորոշվում են:

Մոլեկուլների դիպոլների առաջացմանը և նրանց կողմնորոշումը էլեկտրական դաշտով ինդպես բևեռային այնպես և ոչ բևեռային դիէլեկտրիկներում կոչվում է բևեռացում: Ընդհանրապես դիէլեկտրիկներում կարող են տեղի ունենալ վերը նշված բևեռացումների տարբեր տեսակները: Կախված նյութի առանձնահատկություններից բևեռացման տարբեր տեսակները կարող են ունենալ տարբեր աստիճաններ, իսկ որոշ նյութերում նրանք ընդհանրապես կարող են բացակայել:

Նյութի գումարային բևեռացումը իրենից ներկայացնում է բոլոր բևեռացման տեսակների գումար: Վերոհիշյալից կարելի եզրակացնել, որ ընդհանուր դեպքում դիէլեկտրիկ նյութերի ԷՀՍ-ն կարելի է ներկայացնել գծ.2-ում բերված տեսքով: Այստեղ  $C_{\Sigma}$

գումարային ունակությունն է, որը իր մեջ ընդգրկում է  $C_0, C_2, C_3, C_4, C_5$  ունակությունները:  $R_{\Sigma}$  էլկվիվալենտ ակտիվ դիմադրություն, որը կախված է  $R_1$  և  $R_2$  դիմադրություններից:  $C_{\Sigma}$  էլկվիվալենտ ունակությունն է, որը կազմված է նշված բևեռացման ունակություններից ( $C_0$  և  $C_2$ ):

Դիէլեկտրիկ նյութերի այսպիսի ներկայացումը գործնականում կիրառություն է գտել որոշ տեքստիլ նյութերի չիլուսված պաստառների տարբեր տեսակների, ինչպես ցելոֆոնային թաղանթների հատկությունների ՉՔ հսկման համակարգերում, որը տվել է դրական արդյունքներ (2):

Գրականություն

1. Матис И.Г. Электроемкостные преобразователи для неразрушающего контроля - Рига: Зинатне 1977, 355 с.
2. Саркисян Р.С. Разработка и применение многопараметрового НК для оценки состава текстильных и пленочных материалов. - А. 1983, 206с.