ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ДВУХМЕРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

С.Манукян, М.Багдасарян

Параметрами движения являются ускорение, скорость и перемещение. Для измерения указанных параметров наряду с другими преобразователями широко используются пьезоэлектрические одномерные и двухмерные преобразователи. Двухмерные преобразователи обеспечивают более высокую точность преобразования. В известных двухмерных преобразователях ускорения используются два одномерных датчика расположенных во взаимноперпендикулярных плоскостях. Каждый датчик измеряет одну составляющую вектора ускорения и с помощью счетно-решающего устройства рассчитывается модуль вектора и определяется направление ускорения. Скорость и перемещение определяют однократным и двукратным интегрированием ускорения.

В докладе приводится двухмерный преобразователь параметров движения, где две составляющие вектора ускорения измеряют с помощью одного пьезоэлектрического датчика ускорения.Датчик представляет собой кварцевую пластину с нанесенными на ней восмью металлическими слоями, каждый из которых представляет собой пьезоэлектрический резонатор. Четыре из резонаторов включены в первичные цепи генераторов, остальные используются как фильтры, выходы которых соединены по дифференциальной схеме.

Даются алгоритмы и программы расчета ускорения, скорости и перемещения с применением микроконтроллера.

Преобразователь обеспечивает высокую чувствительность за счет применения четырех резонаторов. Изготовление четырех резонаторов на одной пластине и подключение их по дифференциальной схеме обеспечивают независимость результатов измерения от внешних факторов (давление, температура и т.д.).

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ ЖИДКИХ И ГАЗОВЫХ СРЕД

С.Манукян, А.Берберян

Для контроля таких параметров жидких и газовых сред, как плотность, вязкость, температура, давление используются отдельные датчики указанных параметров.

Разработка многофункциональных датчиков, позволяющих измерять эти параметры с применением одного датчика, обеспечивает малые габариты, высокую надежность работы, низкую себестоимость и упрощает эксплуатацию.

В докладе приведена конструкция и принципиальная схема пьезоэлектрического многофункционального датчика.

В основе работы измеряющего устройства лежит модуляция амплитудно-частотной характеристики при воздействии на реактивные параметры (податливость и массу), а также вариации активных потерь в колебательной системе при работе на

фиксированной частоте в околорезонансном промежутке частот (т.е. на изменении физических свойств окружающей среды).

Для сбора и обработки полученной от преобразователя информации предусмотрены соответствующие электрические схемы с последующей передачей на микропроцессорное устройство.

Разработаны алгоритмы и программа работы микропроцес-сорного устройства.

Приводятся области применения преобразователя. Преобразователь может быть применен в автоматических системах управления различными технологическими процессами.

ԼԱՐՄԱՆ ԻՆՎԵՐՏՈՐՆԵՐԻ ՄՈՒՏՔԱՅԻՆ ԿՈՆԴԵՆՍԱՏՈՐՆԵՐԻ ՈՒՆԱԿՈՒԹՅԱՆ ՀԱՇՎԱՐԿԸ

Գ. Բարեղամյան

Հաստատուն մուտքային լարմամբ փոխակերպիչներում (հաստատուն լարման իմպուլսային կարգավորիչներ, լարման ինքնավար ինվերտորներ, բաց մուտքով ռեզոնանսային ինվերտորներ և այլն), որպես կանոն, մուտքում միացվում է մեծ ունակության կոնդենսատոր, որպեսզի սնող աղբյուրի հատկությունները մոտեցվեն լարման իդեալական աղբյուրի հատկություններին: Եթե փոխակերպիչը սնվում է փոփոխական հոսանքի ցանցից, ապա այդ դերը հաճախ կատարում է ցանցային ուղղիչի ելքային ֆիլտրի կոնդենսատորը: Հիմնական ֆունկցիայից զատ մուտքային կոնդենսատորն իրագործում է նաև այլ ֆունկցիաներ՝ կատարում է էներգիայի միջակայալ կուտակիչի դեր, կոմպենսացվում է սնումը միացնող հաղորդալարերի ազդեցությունը, ճնշվում են մուտքային աղմուկները և այլն: Սովորաբար մուտքային կոնդենսատորը փոխակերպիչում զբաղեցնում է զգալի տեղ և դրա ոչ ճիշտ ընտրությունը կարող է բերել խափանումների: Հենց այս հանգամանքն էլ ստիպում է հատուկ ուշադրություն դարձնել ունակության ընտրությանը, հնարավորին չափ փոքրացնել կոնդենսատորի զանգվածն ու չափերը, ապահովել շահագործման նորմալ պայմաններ:

Տվյալ աշխատանքում քննարկվում են լարման ինվերտորների մուտքային կոնդենսատորի ունակության ճշգրտված հաշվարկման հարցերը: Որպես հետազոտության առարկա ընտրված է էներգիայի մեկ ձևափոխությամբ ինվերտորի կառուցվածքը, որն ամենապարզն է և միևնույն ժամանակ ամենատարածվածը: Այն պարունակում է մուտքային ֆիլտր (կոնդենսատոր), կոմուտատոր, տրանսֆորմատոր և ելքային հարթեցնող ֆիլտր (մեծամասամբ «Գ»-աձև LC-տիպի), իսկ բեռի սինուսոիդային լարումը ձևավորվում է լայնա-իմպուլսային մոդուլացման (ԼԻՄ) եղանակով: Համակարգը փակ և հետևող տիպի է, որի կառավարումն ու ելքային լարման կայունացումն իրագործվում է հատուկ կառավարման հանգույցի կողմից կոմուտատորի ուժային բանալիներին կիրառվող կառավարման իմպուլսների միջոցով:

Ինվերտորի ուժային մասը բնութագրվում է մի շարք պարամետրերով (մուտքային ունակություն, ելքային ֆիլտրի պարամետրեր, տանող հաճախություն և այլն), որոնց կոնկրետ համախմբի դեպքում ապահովվում են ելքային որոշակի ցուցանիշներ՝ լարման և հաճախության կայունացման որակ, լարման ոչսինուսոիդայնության գործակից և փոխանջատումների դեպքում դինամիկ շեղումներ, լարման հաստատման ժամանակ և այլն: Եթե նկատի առնվի, որ պահանջվող ցուցանիշները պետք է ապահովվեն սնող լարման փոփոխման որոշակի սահմաններում, բեռի ըստ մեծության և հզորության գործակցի փոփոխության դեպքում, ինչպես նաև արտաքին գործոնների ազդեցության տակ, ապա ակնհայտ է

դառնում պարամետրերի օպտիմալ ընդհանրության ընտրման կարևորությունը և դժվարությունները:

Ինվերտորի ուժային սխեմայի տարրերի իդեալականացման պայմաններում ստացված են անալիտիկ արտահայտություններ մուտքային կոնդենսատորի հոսանքի համար՝ կախված ելքային ֆիլտրի պարամետրերից, բեռի հզորության գործակցից, մուտքային սնող լարումից, տանող և ելքային հաճախությունների հարաբերակցությունից և մոդուլացման խորությունից: Արտահայտությունները ստացված են «լոկալ միջինացման» եղանակի օգնությամբ, որը հնարավորություն է ընձեռում բավականին ճշգրիտ գնահատել բարձրհաճախականային բաբախումները, իսկ սխալը սովորաբար չի գերազանցում 2 ... 3%-ը:

Ուսումնասիրությունները ցույց են տվել, որ ԼԻՄ-ի դեպքում կոնդենսատորի հոսանքը պարունակում է ելքային կրկնակի հաճախության և տանող հաճախության բաղադրիչներ: Ընդ որում, ունակության ընտրման համար, որպես կանոն, որոշիչ է հանդիսանում վերջինս: Եթե նախապես որոշված է կիրառվող կոնդենսատորի մակնիշը, ապա ըստ նշված հաճախությունների համար լարման թույլատրելի բաբախումների և առավելագույն աշխատանքային ջերմաստիճանի կարելի է հաշվարկել ունակության պահանջվող արժեքը:

Աշխատանքում բերված են հաշվարկային արտահայտություններ ինչպես երկդիրք, այնպես էլ եռադիրք ԼԻՄ-ի դեպքում, հաշվարկային կախվածություններ և պարամետրերի ընտրության ցուցումներ: Ձևակերպված է ինվերտորի մուտքային կոնդենսատորի ունակության հաշվարկման հաջորդականությունը:

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНТЕРВАЛОВ КАРДИОСИГНАЛА

В. Мовсесян, М. Мурадян, Р. Мовсесян

Для точного анализа сигналов и удобного представления результатов применяются методы цифровой обработки сигналов. При анализе сигналов во временной области в основном опре-деляются амплитуды и длительности отдельных участков сигнала. Для определения продолжительности отдельных интервалов достаточно определить моменты времени, где происходит излом временной функции сигнала. Поэтому задача определения интервалов сводится к определению моментов излома сигнала.

В представляемой работе исследованы методы цифровой фильтрации применительно к определению длительностей интер-валов кардиосигнала. В первую очередь исследован метод второй производной. Суть этого метода заключается в том, что в точках излома сигнала вторая производная имеет максимальное значе-ние. Для применения этого метода при цифровой обработке сигналов вторая производная заменяется второй разностью. Выходной сигнал дважды дифференцирующего цифрового фильтра (2диф.фильтр) определяется следующим свертком:

$$y(n) = \sum_{i=-1}^{1} h(i)x(n-i) = x(n+1) - 2x(n) + x(n-1), \qquad (1)$$

где x, y - входной и выходной сигналы фильтра, n - дискретное время, h={1 -2 1} - импульсная функция фильтра. Выходной сигнал равен нулю на постоянных и линейных участках входного сигнала, а в точках излома имеет максимальное значение.

Однако практическое применение этого метода наталкивается на следующую трудность. Обычно сигнал, который измеряется и подвергается аналого-цифровому преобразованию для ввода в компьютер, сопровождается шумами измерения и наводками. 2диф.фильтр является высокочастотным и усиливает эти помехи. На выходе фильтра трудно отличить моменты излома сигнала от ложных переходов.

Для подавления шумов можно применить сглаживающие фильтры. Однако для того чтобы фильтр не искажал полезный сигнал, он должен иметь линейную ФЧХ и, следовательно, конечную и симметричную импульсную характерис-тику. При этом база 2диф.фильтра должна быть расширена до интервала сглаживания. Стандартное отклонение выходного сигнала комбинированного сглаживающего 2диф.фильтра:

$$\sigma_y = \sigma_x \sqrt{4(M-1)/3M^2} \qquad (2)$$

Увеличение интервала сглаживания, помимо уменьшения дисперсии, приводит к расширению пиков сигнала. Для того чтобы сглаживание существенно не искажало интервалы полезного сигнала, интервал сглаживания должен быть меньше самых узких участков сигнала. Интервалы кардиосигнала можно определитья по следующей схеме:

1. Определить период сигнала (интервал R-R)
2. Оценить длительность интервала T-P (по типовому отношению к периоду)
3. Считая что полезный сигнал в интервале T-P совпадает с электрической изолинией, дисперсию сигнала в этом интервале считать равной дисперсии шумов и вычислить ее.
4. Определить дисперсию сигнала на выходе комбинированного фильтра по формуле (2), установить порог для выходного сигнала на уровне $s=\alpha\sigma_y$, $\alpha=2..3$ (шум считается нормальным).
5. Вычислить выходной сигнал y комбинированного фильтра, сравнить с порогом s: $z(n)=abs(y(n))$, если $abs(y(n))>s$, и $z(n)=0$ в противном случае. Определить максимальные значения z в интервалах, где его значения отличны от нуля. Вычислить интервалы кардиосигнала как расстояния между этими максимальными значениями.

ԲԱՐՁՐ ՀԱՃԱԽՈՒԹՅԱՆ ՁՈՐԱՑՆՈ Ղ ՍԱՐՔԱՎՈՐՈՒՄ

Տ. Ղուլղազարյան, Ա. Ավագյան

Սննդամթերքի և տեխնիկական նյութերի չորացման համար օգտվում են ինչպես ավանդական, այնպես էլ բարձրհաճախականային եղանակներից: Վերջինիս դեպքում էլեկտրամագնիսական դաշտը թափանցում է նյութի ներսը և ամբողջ ծավալով տաքացնում այն:

Աշխատանքում դիտված են երկու տարբեր կառուցվածքի սարքեր: Դրանք բարձր և գերբարձր հաճախության գեներատորներ են, որոնց կոնտուրի ունակային բացակում տեղադրում է չորացվող նյութը:

Առաջին սարքում կոնտուրի հիմնական բաղադրիչ մասը $\lambda/2$ երկարություն ունեցող շերտային գիծ է, որի մի ծայրը միացված է երկու զուգահեռ դասավորված թիթեղներին (չորանոցի աշխատանքային խցիկին), իսկ մյուս ծայրը բարձր հաճախության հզոր լամպային տրիոդի ցանց-անոդ էլեկտրոդներին: Կատոդը և անոդը միմյանց միացված են փոփոխական կոնդենսատորով, որով իրականացվում է գեներատորի օպտիմալ ռեժիմի ընտրությունը:

Սարքի հաճախականությունը և հզորությունը կարող են տատանվել շատ մեծ սահմաններում ընտրելով գծի համապատասխան երկարություն և համապատասխան տրիոդ կամ տետրոդ:

Երկրորդ սարքում օգտագործված է բարդ կառուցվածք ունեցող կոնդենսատորով բեռնավորված ռեզոնատոր: Ի տարբերություն նախորդ սարքի, այստեղ հաճախականությունը չի կարող լինել ոչ շատ մեծ, ոչ էլ շատ փոքր:

Դա մտցնում է որոշակի սահմանափակումներ չորանոցների մշակման ժամանակ: Ներկայացված հաշվարկները հնարավորություն են տալիս առաջին մոտավորությամբ հաշվել սարքերի աշխատանքային հաճախությունները:

ՆՈՐ ՏԻՊԻ ԲԱՐՁՐԱՀԱՃԱԽԱԿԱՆ ՎԱՌԱՐԱՆՆԵՐ ԵՎ ԴՐԱՆՑ ՕԳՏԱԳՈՐԾՄԱՆ ԱՐԴՅՈՒՆԱՎԵՏՈՒԹՅՈՒՆԸ ՏԱՐԲԵՐ ԲՆԱԳԱՎԱՌՆԵՐՈՒՄ

Կ. Ղուլղազարյան, Խ. Սուքիասյան

Տարբեր տեսակի մթերքների և նյութերի դիէլեկտրիկ տաքացման եղանակը հայտնի է և լայնորեն կիրառվում է: Այդ կարգի սարքերից է կենցաղային միկրոալիքային վառարանը:

Ժամանակակից բոլոր միկրոալիքային վառարաններում որպես փոփոխական դաշտի էներգիայի աղբյուր օգտագործում են մագնետրոն սարքը: Մագնետրոնի ընտրությունը թերևս կարելի է բացատրել դրա համեմատաբար մեծ ՕԳԳ -ով և փոքր չափերով: Սակայն մագնետրոններին բնորոշ թերությունները՝ ոչ մեծ հզորությունը, մոտ 2 կՎտ, որոշակի կոնկրետ հաճախականությունը, օրինակ, 2450 ՄՀց, որը բավական բարձր է և փոքրացնում է դաշտի թափանցման խորությունը, սնող լարման որոշակի լինելը, որը թույլ չի տալիս լարման փոփոխմամբ փոփոխել մագնետրոնի տված հզորությունը, դժվար ճարվելը, թանկ լինելը մտցնում են սահմանափակումներ բարձրահաճախական վառաններ մշակելիս և դժվարեցնում մշակողների գործը:

Նշված արգելքները վերացնելու համար մեր կողմից մշակված երկու սարքերում մագնետրոնի փոխարեն օգտագործվել են լամպային միկրոալիքային տրիոդներ, որոնց հզորությունը հասնում է հարյուրավոր կիլովատերի:

Առաջին սարքը հատուկ կառուցվածքի կոնդենսատորով բեռնավորված համառանցք ռեզոնատոր է: Կոնդենսատորը համարվում է վառարանի աշխատանքային խցիկը, որտեղ տեղադրվում է մթերքը: Լամպային տրիոդները (տրիոդը) տեղադրված են այնպես, որ դրանց անոդները միացված են կենտրոնական գլանաձև հաղորդաձողին, կատոդները միացված են արտաքին գլանաձև հաղորդաձողին, իսկ ցանցերը դրանց արանքում տեղադրված գլանաձև հաղորդաձողին: Տրիոդների և ռեզոնատորի այսպիսի միացումը բերում է նրան, որ սարքն աշխատում է որպես գեներատոր: Անոդային սնող լարումը հաստատուն է կամ ուղղված: Դրա փոփոխմամբ փոփոխվում է սարքի տված հզորությունը:

Երկրորդ սարքի էությունը նույնն է, միայն թե այստեղ ռեզոնատորը շերտային տիպի է:

Սարքերի աշխատանքային հաճախականությունները և հզորությունները կարող են տատանվել շատ մեծ սահմաններում, որը հնարավորություն կտա ստեղծել ինչպես չորանոցներ, այնպես էլ սնունդ մշակող վառարաններ:

Համեմատական անալիզը և տեխնիկա-տնտեսական մոտավոր հաշվարկները ցույց են տալիս սարքերի օգտագործման արդյունավետությունը տարբեր բնագավառներում:

ԵՐԿՐԱՉԱՓՈՐԵՆ ՏԱՐԲԵՐԵՑՎԱԾ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ՏԵՍԱՆԵԼԻԱՑՈՒՄԸ

Կ.Մելքոնյան, Դ.Մելքոնյան, Ք. Մելքոնյան

Այս հետազոտության նպատակն է երկրաչափորեն տարբեր կետերում գտնվվող տեխնոլոգիական պարամետրերի արագ հսկումն ու թեսթավորումը իրականացնող մեթոդների մշակումը: Մյուս հիմնական նպատակներն են դիսփլեյից ստացված թվային ինֆորմացիայի տեսողական մշակման ժամանակի զգալի փոքրացումը եթե դիտարկվող պարամետրերը բաշխված են երկրաչափական հաջորդականությամբ, և հետազոտվող միջավայրի գունավոր թվային պատկերի գեներացման համակարգի ստեղծումը:

Հայտնի է , որ դիսփլեյից ինֆորմացիայի ընթերցումը և նրա ընկալումը պահանջում է բավականին ժամանակ: Հատկապես դժվար է կամ ընդհանրապես անհնար է դիսփլեյի վրայից որևէ ինֆորմացիայի մշակումը, եթե պարամետրերի արժեքները բերված են թվերի աղյուսակների տեսքով բայց ունեն պատահական բաշխվածություն:

Այս հոդվածում առաջարկված մեթոդը օգտագործում է մարդկային աչքի կարողությունը շատ կարճ ժամանակում զգալու և գնահատելու դիսփլեյի վրա տարբեր գունավորում ունեցող կետերի միջև եղած տտրբերությունը: Ընդ որում, գնահատման սխալի տոկոսը չի գերազանցի 10%-ը, որը թույլատրելի է արագ թեսթավորման համար: Սովորաբար գունավոր կետերի թիվը դիսփլեյի վրա կարող է գերազանցել 1.000.000-ին:

Թեսթավորման ընթացքում ակնթարթորեն գնահատվող պարամետրերի թիվը կարելի է ավելի մեծացնել եթե դիտվող պարամետրերի միջև կա կոռելյացիոն կապ, կամ էլ, եթե նրանք երկրաչափորեն մեկը մյուսի շարունակություն են կազմում:

Առաաջարկված մեթոդի զարգացումը ենթադրում է թվային գունավոր պատկերների գեներացման համակարգի նախագծում դիսփլեյի վրա թեսթավորվող արտադրանքուշի կամ երկրաչափական տեղանքի գրաֆիկական ներկայացման համար, որոնք էլ կլինեն հոտագոտվող պարամետրերի իրական հասցեները:

Այսպիսով, գեներացված պատկերի վրա գույնի յուրաքանչյուր երանգ համապատասխանում է տեխնոլոգիական պարամետրի արժեքի որոշակի միջավայրի: Գույների գամմայի և պարամետրի աժեքների համարժեքության այդպիսի կապի ընտրությունը կարագացնի դիսփլեյից պարամետրերի արժեքների գնահատման արագությունը: Օպերատորը հեշտությամբ կարող է գնահատել պարամետրերի մի արժեքիից մյուսին անցման դաշտերի մակերեսների հարաբերությունները և սահմանը նրանց միջև: Առաջարկած արագ թեսթավորման մեթոդը թույլ կտա կարգավորել տեխնոլոգիական գործընթացի յուրաքանչյուր քայլը:

Հոդվածում բերված հետազոտությունների արդյունքները օգտագործվել են կիսահաղորդչային սարքեր արտադրող գործարանում և ունեն բոլոր հնարավորությունները այլ տիպի արտադրություններում կիրառվելու համար:

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ САПР ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

В. Минасян

С точки зрения оптимизации технико-экономических показателей устройств преобразовательной техники, весьма актуальным являются вопросы повышения эффективности и расширения возможностей систем автоматизированного проектирования (САПР) силовых преобразователей.

Известно, что основные трудности достаточно корректного расчета (в том числе и компьютерного) преобразователей электрической энергии связаны с наличием в их составе таких существенно нелинейных компонентов, как полупроводниковые (ПП) приборы различного класса, а также насыщающиеся реакторы, трансформаторы и т.д.

В ряде случаев с целью упрощения можно обойтись простейшим отображением указанных компонентов в соответствующих машинных (аналоговых и цифровых) моделях, представляя, например, силовые п/п приборы (диоды, транзисторы, тиристоры) в качестве идеальных ключей, мгновенно изменяющих свои электрические состояния в моменты переключений.

Однако решение целого ряда важных практических задач, таких как весо-габаритная оптимизация преобразователя, проектирование защитных цепей п/п прибора, учет уровня вносимых преобразователем радиопомех, корректный расчет высокочастотных преобразователей, требует более или менее детального отображения процессов переключений.

Одним из путей повышения эффективности САПР преобразователей электрической энергии, обеспечивающим в частности, практическое решение задач, указанных выше, является разработка методики формирования математических моделей нелинейных элементов схем преобразователей, учитывающих взаимосвязь физических процессов с внутренними и внешними характеристиками и параметрами указанных нелинейностей.

На основе полученной методики разработаны аналоговые и цифровые модели различной точности, позволяющие производить моделирование различных устройств силовой электроники с заданной погрешностью.

Выполнена оценка методической погрешности моделирования как в статическом, так и в динамическом режимах. В первом случае данные моделирования сравниваются с результатами "точного" решения уравнения непрерывности (стационарное решение), во втором - с экспериментальными данными.

Разработана также методика прогнозирования точности моделей в зависимости от значений внутренних параметров данного типа нелинейности, а также от факторов, сторонних к преобразователю (уровень радиации, температура окружающей среды и т.д.).

Созданные модели оформлены в виде соответствующих стандартных подпрограмм и практичести используются в составе конкретной САПР - системы программ ELTRAN, широко применяемой для машинного проектирования устройств преобразовательной техники.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ УПРАВЛЯЕМЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ

В. Мовсесян, Н. Мартиросян

Резонансные инверторы широко применяются как самостоятельно, для формирования синусоидального напряжения от постоянного напряжения, так и в источниках вторичного электропитания с многократным преобразованием энергии в качестве управляемого преобразователя постоянного напряжения в высокочастотное переменное. Инвертор включает в себя резонансный контур, при этом амплитуда

выходного напряжения зависит от частоты переключения силовых ключей. Рабочую область изменения частоты можно выбирать как на возрастающей, так и на спадающей ветвях АЧХ контура. Тип контура и выбор рабочей области изменения частоты существенно влияют на величину потерь энергии в инверторе.

В данной работе исследованы инверторы с применением контуров второго и четвертого порядка.

При заданных изменениях нагрузки и входного напряжения, в случае стабилизации выходного напряжения, необходимые параметры контура определяются из уравнений

$$U(U_{s\max}, P_{\min}) = U(U_{s\min}, P_{\max}),$$

$$\min_{f\in[f_1,f_2]} |\varphi(f)| = 2\pi f t_c$$

где: U_{smax}, U_{smin}, P_{max}, P_{min}-соответственно максимальное и минимальное значения входного напряжения и выходной мощности, f -рабочая частота, $[f_1, f_2]$-диапазон изменения частоты, φ-фазовый сдвиг между напряжением и током диагонали инвертора, t_c-время необходимое для надежного запирания ключа. Первое из вышеприведенных уравнений определяет условие стабилизации выходного напряжения, а второе - условие безопасного переключения силовых ключей.

Исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. При работе на спадающей ветви АЧХ контура, где фаза входного импеданса диагонали инвертора положительна, в моменты переключения силовых ключей ток контура передается от запирающегося транзистора к обратному диоду противоположного ключа. Поэтому сквозные токи через ветвь инвертора отсутствуют, и можно не применять дополнительные цепи для формирования области безопасной работы транзистора. Относительные коммутационные потери в ключе главным образом зависят от фазы входного импеданса диагонали инвертора.
2. При работе на возрастающей ветви АЧХ контура фаза входного импеданса диагонали инвертора отрицательна и в момент переключения силовых ключей ток контура передается от открытого диода к открывающемуся транзистору. Для предотвращения прохождения недопустимо больших сквозных токов через плечо инвертора, между ключами одного и того же плеча следует включить токоограничивающий элемент (обычно дроссель). Коммутационные потери в транзисторе в основном обусловлены его отпиранием под полным напряжением и разрядом емкости ключа через транзистор.

При выборе типа контура и рабочей области частот можно ориентироваться следующими соображениями: при изменениях входного напряжения и нагрузки в широких пределах потери в силовых ключах меньше в инверторе с контуром четвертого порядка благодаря тому, что фаза входного импеданса изменяется в относительно небольших пределах при изменении частоты во всем рабочем диапазоне. В инверторах с контурами обоих типов при выборе рабочего диапазона на спадающей ветви АЧХ потери меньше чем при выборе диапазона на возрастающей ветви, когда относительное изменение входного напряжения не превышает трех.

АНАЛИЗ КЛАССИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ В ОДНОФАЗНО - ОДНОФАЗНОЙ СХЕМЕ ТИРИСТОРНОГО НПЧ С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ

Г. Барегамян, В. Маргарян

Схема тиристорного преобразователя частоты с непосредственной связью (НПЧ) по однофазно - однофазной схеме и со средней точкой трансформатора в последнее время все шире применяется в преобразовательных устройствах различного назначения. Благодаря простоте и хорошим показателям она представляет особый интерес для применения в однофазных инверторах с двукратным преобразованием энергии и синусоидальным выходным напряжением в качестве промежуточного модулирующего узла. В этом случае, обычно, поступающее от входного конвертора высокочастотное напряжение прямоугольной формы посредством НПЧ модулируется по синусоидальному закону и после фильтрации на выходе формируется приблизительно синусоидальное напряжение низкой частоты [1]. Иногда, вместо широтно -импульсной модуляции используют широтно-импульсное регулирование, а форма входного напряжения НПЧ может быть синусоидальной, трапецивидной и др.

В данной работе обсуждаются результаты исследования двух классических режимов в рассматриваемой схеме НПЧ (выпрямления и инвертирования) при бесконечной и конечной значениях индуктивности в цепи активно-индуктивной нагрузки, полученные в условиях идеализации вентилей схемы. Приводятся аналитические выражения для расчета трансформатора и тиристоров, а также для основных характеристик и параметров схемы в целом.

Применительно для случая синусоидальной модуляции и выходного LC- фильтра получены ограничения на параметры, обеспечивающие устойчивую работу замкнутой стабилизированной системы. Сформулированы также требования на алгоритм управления НПЧ в части обеспечения плавного запуска и оптимизации длительностей бестоковых пауз при реверсах тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Барегамян Г. В. Алгоритм управления НПЧ с оптимальным выбором моментов реверса тока - Изв. АН Арм. ССР. Сер. техн. наук, 1986, 39, N 3, с. 8 - 13.

УПРАВЛЕНИЕ ТИРИСТОРНО-КОНДЕНСАТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ МОЩНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОКОНТАКТНЫХ СВАРОЧНЫХ УСТАНОВОК

С.Абелян, Н.Петросян

Стыковая электроконтактная сварка непрерывным оплавлением нашла широкое применение при сварке металлических изделий большого сечения. С помощью этого вида сварки получают высококачественные стыки за короткое время. При стыковой сварке торцы соединяемых деталей приводятся в соприкосновение, после чего вдоль деталей пропускается значительный ток, разогревающий место стыка до необходимой для сварки температуры. Затем продольным сжимающим усилием достигается непосредственная сплоченность соединения /1/.

Для стыковой сварки оплавлением питание производится от трехфазной сети, либо в автономных установках от дизельэлектрического агрегата переменного трехфазного напряжения. В том и другом случае используется лишь одна фаза источника, форма сетевого тока сильно искажается, что и определяет низкий коэффициент мощности сварочной установки и ее завышенную установленную мощность.

При обычной сварке оплавлением /2/, когда используется синусоидальный переменный ток, мгновенная величина напряжения оплавления все время изменяется, поэтому трудно обеспечить стабильное оплавление. Исходя из этого был разработан преобразователь к сварочным электроконтактным машинам, обеспечивающий прямоугольную форму выходного напряжения. Трехфазный переменный ток преобразуется в постоянный с помощью выпрямителя, а затем с помощью автономного инвертора напряжения в напряжение прямоугольного переменного тока, который затем подается на сварочную машину.

Импульсное фазовое управление инвертором не обеспечивает высокий коэффициент мощности и имеет низкое быстродействие.

Другим решением является использование импульсного регулятора (ИР) напряжения, подключенного на входе инвертора, обеспечивающего стабилизацию и изменение выходного напряжения, а также исполняющего функции защиты от перегрузок и аварийных процессов в силовой части инвертора и нагрузки.

Недостатком преобразователя с ИР является регулирование выходных параметров только за счет ЧИР, что ухудшает форму сетевого тока на низких частотах модуляции ИР и ухудшает коэффициент мощности установки.

Устранение указанных недостатков может быть достигнуто путем использования совместно с ЧИР широтно-импульсного регулирования (ШИР), что позволит значительно уменьшить диапазон частоты модуляции ИР, а также изыскать новые схемотехнические решения с целью устранения колебательных процессов между индуктивностями рассеяния и конденсаторов схемы.

Таким образом, создание высокоэффективных тиристорно-конденсаторных преобразователей с улучшенными энергетическими показателями для электротехнологии, в часности для стыковой сварки непрерывным оплавлением в настоящее время является актуальной задачей.

Литература

Лившиц В.С., Литвинчук М.Д. Прессовые методы сварки магистральных и промысловых трубопроводов – М.: Недра, 1970. – 160с.
Study on flash welding with a rectangular wave form power supply /T.Okuda, M.Inada, T.Baba, K.Hara. – Document 79 of International Institute of Welding, 1979. – 7p.

ԼԱԶԵՐԱՅԻՆ ԿԱՊԻ ՀԵՏԵՐՈԴԻՆԱՅԻՆ ԸՆԴՈՒՆԻՉ ԵՎ ԴՐԱ ՕԳՏԱԳՈՐԾՈՒՄԸ ՌԱԶՄԱԿԱՆ ՏԵԽՆԻԿԱՅՈՒՄ

Ա. Փափազյան

Ռադիո և ռադիո-ռելեային կապը լայնամասշտաբ օգտագործվում է ռազմական տեխնիկայում: Չնայած այդ կապերի ակնառու առավելություններին դրանց բնորոշ են որոշ թերություններ: Օրինակ, դրանք կարող են հանդիսանալ ինֆորմացիայի արտահոսքի աղբյուր հակառակորդի ռադիոհետախուզության համար, հակված են ենթարկվելու հակառակորդի կողմից ռադիոգծերի ռադիոճնշման միջոցներին և այլն:

Այս թերությունները մասամբ կարելի է վերացնել կապի լազերային համակարգերի ստեղծման ճանապարհով, որը բացատրվում է լազերային ճառագայթման շատ բարձր հաճախությամբ և ճառագայթի մեծ ուղղորդվածությամբ: Սակայն մթնոլորտում ճառագայթման կլանման և ցրման հետևանքով կտրուկ փոքրանում է կապի մթնոլորտային գծերի գործողության շառավիղը:

Այդ կապակցությամբ կարևոր նշանակություն են ձեռք բերում երկիր-երկիր կապի արբանյակային համակարգերը, որտեղ արբանյակների միջև կապը լազերային է:

Լազերային կապի հնարավորությունների լիարժեք օգտագործման համար անհրաժեշտ է ունենալ ֆոտոընդունիչ, որը կարողանա ընդունել ԳԲՀ-ով մոդուլացված լույս: Տվյալ աշխատանքում ներկայացված է հետերոդինային ընդունիչ, որը պարունակում է ֆոտոդիոդի ռեժիմում աշխատող ֆոտոբազմապատկիչ, ռեզոնատոր, տրանզիստոր և դիոդ: Կիսաթափանց ֆոտոկատոդը տեղադրված է ռեզոնատորի էլեկտրական դաշտի տիրույթում: Տրանզիստորի ելուստները կապի օղակներով և միջանցիկ կոնդենսատորներով դուրս են բերված ռեզոնատորից: Այդպիսի համակարգում բավարավում են գեներացիայի պայմանները, և ռեզոնատորում առաջանում են տատանումներ f_1 հաճախությամբ:

Երբ ֆոտոկատոդի վրա ընկնում է f_2 հաճախությամբ մոդուլացված լույս, ապա դրանից առաքված էլեկտրոնների մոդուլացված հոսքը, շարժվելով ռեզոնատորի էլեկտրական դաշտի տիրույթով, գրգռում է ռեզոնատորին, այսինքն, վերջինումս առաջանում են նոր տատանումներ f_2 հաճախությամբ: Ռեզոնատորում առաջացած գումարային լարումը դետեկտորացվում է, և ելքում ստանում ենք լարում $f_2 - f_1$ հաճախությամբ:

Կատարված է ռեզոնատորում ստացված օգտակար լարման հաշվարկ և համեմատական վերլուծություն հայտնի մեկ այլ հետերոդինային ընդունիչի հետ: Վերլուծությամբ պարզված է, որ այստեղ ստացվում է առավելություն հետերոդինի հզորության և սարքի պարզության մեջ և թերություն ինչպես ելքային լարման, այնպես էլ աշխատանքային հաճախության վերին սահմանի տեսանկյունից:

ԿՈՄՈՒՏԱՑԻՈՆ ԵՐԵՎՈՒՅԹՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ ԲԱՐՁՐԱՎՈԼՏ ԻՆՎԵՐՏՈՐԻ ՍԽԵՄԱՅՈՒՄ

Լ. Գալստյան, Վ. Մարգարյան

Ինվերտորներում բանալիային տարրերի փոխանջատումների ընթացքում անհրաժեշտ անվտանգ հետագծեր ապահովելու համար հաճախ բանալու շղթայում ավելացվում են լրացուցիչ տարրեր, որոնց համախումբն անվանում են սնաբերային շղթաներ: Այդ շղթաները նախատեսված են բանալիները պաշտպանելու գերլարումներից և գերհոսանքներից, փոքրացնելու հզորության դինամիկ կորուստները (փոխանջատման ընթացքում ծախսվող էներգիան):

Գործնականում առավել տարածված են բարձրավոլտ ինվերտորների այնպիսի սխեմաներ, որոնք յուրաքանչյուր վենտիլային ֆազի համար ունեն ընդհանուր սնաբերային շղթա: Այդպիսի շղթաներ մասնավորապես առաջարկված են [1]-ում, որտեղ սնաբերի հիմնական սխեմայից զատ տրված են նաև երկու կատարելագործված սխեմաներ: Կոմուտացիոն դրոսելի օժանդակ փաթույթով սխեման քննարկված է [2]-ում: Տվյալ աշխատանքում ուսումնասիրվում է օժանդակ ակտիվ-ինդուկտիվ շղթա պարունակող երկրորդ սխեման, որն ապահովում է կոմուտացիոն երևույթների ավելի բարձր ցուցանիշներ:

Որպես կոմուտացիոն երևույթների բնութագրիչ պարամետրեր, ինչպես [2]-ում, ընտրված են կոմուտացիայի տևողությունը, այդ ընթացքում ծախսվող հզորությունը, գերլարման և գերհոսանքի գործակիցները: Սխեմայի վենտիլների իդեալականացման պայմաններում ինվերտորում ընթացող կոմուտացիոն երևույթները մոդելավորված են «ՅԱՐԱՀ» ունիվերսալ համակարգի օգնությամբ: Պարզված են կոմուտացիոն երևույթների օրինաչափությունները երկու հնարավոր տեսակի կոմուտացիաների համար.

- երբ հոսանքը փոխանջատվում է մեկ թևի հակառակ դիոդից մյուս թևի տրանզիստորին (ԴՏ կոմուտացիա),
- երբ հոսանքը փոխանջատվում է մեկ թևի տրանզիստորից մյուս թևի հակառակ դիոդին (ՏԴ կոմուտացիա):

Մոդելավորումը նպատակ է հետապնդել բացահայտել անհրաժեշտ կախվածություններ սնաբերային շղթայի պարամետրերի օպտիմալացման ուղղությամբ: Ընդ որում, որպես նվազարկվող մեծություններ ընտրված են կոմուտացիայի ժամանակը և ծախսվող էներգիան: Ստացված մեքենայական արդյունքների հիման վրա ձևակերպված է ուսումնասիրվող սնաբերային շղթայի պարամետրերի ընտրության հաջորդականությունը:

Հարկ է նշել, որ նկարագրված եղանակով ընտրված պարամետրերը գործնականում շատ դեպքերում անմիջապես կիրառելի են, քանի որ հնարավոր սխալը սովորաբար չի գերազանցում 5...10%: Առավել պատասխանատու դեպքերում ստացված պարամետրերը կարող են դառնալ մեկնարկային հետագա լավարկման համար՝ օգտագործելով տրանզիստորային բանալիների իրական մոդելներ և լավարկելով ինվերտորի սխեմայի պարամետրերն ընդհանրապես:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. А. с. N989711 (СССР). Транзисторный инвертор / Г. М. Мустафа, Г. В. Барегамян, Р. Ш. Рудицкий, Е. В. Курдина. - Заявлено 30. 03. 81, Кл. Н 02 М 7/537, опубл. 15. 01. 83 в Б. И. N2, 1983.
2. Բարեղամյան Գ. Վ. Բարձրավոլտ տրանզիստորային ինվերտորների կոմուտացիոն շղթաների հետազոտումը: ՀՊՃՀ տարեկան Գիտաժողովի նյութերի ժողովածու, Երևան, 1998 թ. էջ 194 - 195:

ՓՈՔՐ ՈՒԺԵՐԻ ՄԱԳՆԻՍԱՃԿՈՒՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉ

Արս. Ղամբարյան, Արթ. Ղամբարյան

Մագնիսաճկուն կերպափոխիչի առաջարկվող կառուցվածքի միջուկը կազմված է մեկը դրական, մյուսը բացասական մագնիսաստրիկցիա ունեցող մագնիսաճկուն համաձուլվածքներից պատրաստված իրար հետ կետային զոդումով, կոշտ ամրացված ուղղանկյունաձև տեղամասով սեղանաձև շարունակությամբ երկու թիթեղներից: Ուղղանկյունաձև տեղամասի աշխատանքային ակտիվ տիրույթում բացված են քառակուսու գագաթներով անցնող չորս անցքեր: Զույգ առ զույգ անկյունագծային անցքերով փաթաթվում են W1=W2 գալարների թվով իրար փոխուղղահայաց մագնիսացման և չափիչ փաթույթները: Միջուկը որպես միակոնսոլ հեծան, ուղղանկյունաձև պասսիվ ծայրով հեղույսներով կոշտ ամրացվում է պատյանի հիմքի պատվանդանին, իսկ պատյանից դուրս եկած ծայրին՝ սեղանաձև տեղամասի փոքր հիմքին մոտ, թիթեղների մակերևույթին ուղղահայաց ընդունում է ճկող ուժի ազդեցությունը:

Աշխատանքի սկզբունքը: Ենթադրվում է, որ կերպափոխիչի կառուցվածքը ճիշտ սիմետրիկ է, իսկ թիթեղների նյութերը մագնիսապես համասեռ են, այսինքն՝ բոլոր կետերում բոլոր ուղղություններով ունենք միևնույն մագնիսական թափանցելիություններ: Այդ դեպքում կայուն ամպլիտուդով և հաճախության սինուսոիդային լարման գեներատորին միացված մագնիսացման փաթույթի միջուկում առաջացված մագնիսական հոսքի ուժագծերը անցքերի շուրջը կլինեն շրջանագծային՝ կշռափեն չափիչ փաթույթին և չեն հատի դրան: Հետևաբար, չափիչ փաթույթով մագնիսական հոսք չի հոսի, դրա վրա լարում չի առաջանա:

Չափվող ուժի ազդեցությամբ կերպափոխիչի միջուկը կծկվի, թիթեղների միացման չեզոք հարթությունից վերև դրական մագնիսաստրիկցիայով թիթեղը կձգվի, ձգման ուղղությամբ մագնիսական թափանցելիությունը կմեծանա, իսկ այդ ուղղությանը ուղղահայաց ուղղություններով գրեթե կմնա անփոփոխ: Միաժամանակ չեզոք հարթությունից ներքև բացասական մագնիսաստրիկցիայով թիթեղը կսեղմվի՝ մագնիսական թափանցելիությունը նորից կմեծանա, իսկ ուղղահայաց ուղղություններով նույնպես կմնա անփոփոխ: Այսպիսով, միջուկի մագնիսական թափանցելիությունը երկայնական ուղղությամբ կմեծանա, ընդլայնական ուղղություններով կմնա անփոփոխ: Հետևաբար, այն կդառնա մագնիսապես անհամասեռ: Մագնիսացման փաթույթի ստեղծած մագնիսական հոսքի ուժագծերը շրջանագծայինից կդառնան էլիպսաձև և կհատեն չափիչ փաթույթը: Այսինքն, չափիչ փաթույթով կհոսի մագնիսական հոսք և դրանում կմակածվի սինուսոիդալ էլՇՈՒ, որի ամպլիտուդը համեմատական է չափվող ուժի մեծությանը: Այսպիսով, մագնիսացման փաթույթի սինուսոիդալ լարման հաստատուն ամպլիտուդի դեպքում չափիչ փաթույթի վրա կձևավորվի նույնպես սինուսոիդալ նույն հաճախականության չափվող F ուժով ամպլիտուդային մոդուլացված լարում:

Բերվում են կերպափոխիչի մեխանիկական, մագնիսական և էլեկտրական համարժեք սխեմաները, որոնց հիման վրա կատարվում է էլեկտրամեխանիկական հաշվարկը, դուրս է բերվում կերպափոխման ֆունկցիայի (չափիչ փաթույթի լարման ամպլիտուդի կախվածությունը կերպափոխվող ուժի մեծությունից) անալիտիկ տեսքը:

Ըստ հաշվարկի, պատրաստված կերպափոխիչի փորձնական հետազոտության արդյունքները համադրվում են հաշվարկայինի հետ: Հաշվարկային բնութագիրը անցնում է սկզբնակետով և ունի 15 մՎ/Ն միջին թեքություն (կերպափոխման զգայնություն), փորձնական բնութագիրը ունի 27 մՎ նախնական շեղման լարում, որը բացատրվում է կերպափոխիչի պատրաստման ոչ կատարյալ տեխնոլոգիայով, իսկ փորձնական բնութագրի թեքության (91մՎ/Ն) տարբերությունը հաշվարկայինի նկատմամբ արդյունք է կերպափոխիչի միջուկի թիթեղների մագնիսաճկուն պարամետրերի տեղեկագրքային և իրական արժեքների տարբերության: Ջերմային, մեխանամագնիսական հիստերեզիսի, գծայնության արդյունարար սխալը չի գերազանցում ±0,25% - ը: Բերվում է նաև էլեկտրոնային երկրորդային անալոգաթվային կերպափոխիչի ֆունկցիոնալ բլոկ սխեման, որն ապահովում է կերպափոխվող (չափվող) ուժի թվային արտապատկերում:

Մշակված կերպափոխիչը նախատեսված է ռելեների հպակային ճնշման ուժերի չափման , թանկարժեք իրեր և դեղանյութեր կշռելու համար, կառուցվածքի չնչին փոփոխության դեպքում հնարավոր է օգտագործել սեյսմիկ և այլ մեխանիկական տատանումներ գրանցելու համար:

ՈԼՈՐՄԱՆ ՄՈՄԵՆՏԻ ՄԱԳՆԻՍԱՃԿՈՒՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉԻ ԱՆՑՈՂԻԿ ԵՐԵՎՈՒՅԹՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆԸ

Արս. Ղամբարյան

Առաջարկվող ոլորման մոմենտի մագնիսաճկուն կերպափոխիչը (ՈՄՄԿ) և դրա էլքային ազդանշանով կառավարվող պտտվող լիսեռներով սարքվածքը հանդիսանում են դինամիկական համակարգ, որտեղ ՈՄՄԿ-ն որոշակի օրինաչափությամբ լիսեռում առաջացած ոլորման մոմենտը կերպափոխում է էլեկտրական ազդանշանի, որը հնարավոր է տիպային չէ համակարգի հետազոտության համար:

Այդ պատճառով ՈՄՄԵՁ-ի մեխանիկական լարվածությունների և էլեկտրամագնիսական դաշտի փոփոխությունները նկարագրող դիֆերենցիալ հավասարումների օգնությամբ հետազոտվում են դրա դինամիկական բնութագրերը, երբ և մեխանիկական և էլեկտրական մուտքերին գործում են տարբեր տիպային ազդանշաններ: Մասնավորապես, երբ ՈՄՄԵՁ-ի մուտքին ոլորման մոմենտը ազդում է աստիճանաձև ֆունկցիայի տեսքով, լիսեռում առաջանում են անցողիկ երևույթներ, որոնք հատկանշական են հարվածի երևույթին: Անցողիկ երևույթների տևողությունը այս դեպքում որոշվում է ՈՄՄԵՁ-ի մագնիսատարը հանդիսացող լիսեռի չափսերով, նյութի մեխանիկական հատկություններով և կարող է որոշվել դրա սեփական տատանումների պարբերությամբ:

Եթե ոլորման մոմենտի ազդման տևողությունը 3...5 անգամ մեծ է այդ պարբերությունից, կարելի է ընդունել, որ ՈՄՄԵՁ-ի լիսեռի բոլոր կետերում միաժամանակ ակնթարթորեն առաջանում են ստատիկականին հավասար մեխանիկական լարվածություններ և հետազոտությունների համար կիրառել Յուգենսի դասական մեխանիկայի սկզբունքները; այսինքն ՈՄՄԵՁ-ն դիտարկել որպես ոչ իներցիոն տարր:

ՈՄՄԵՁ-ի լիսեռին ոլորման մոմենտը փոխանցվում է ատամնանիվներով, փոկային փոխանցումով, որոնք մտցնում են իրենց անցողիկ երևույթները այնպես, որ դրա ազդեցությունը բնութագրող դիֆերենցիալ հավասարումների տեսքը որոշվում է ՈՄՄԵՁ-ի և դրա հետ կապված արտաքին փոխանցող տարրերի փոխազդեցության հատկանիշներով: Գծային առաձգական փոխանցիչ տարրի դեպքում փոխանցման անցողիկ երևույթները նկարագրվում են առաջին կարգի դիֆերենցիալ հավասարումով, իսկ իներցիոն փոխանցիչ տարրի դեպքում երկրորդ կարգի դիֆերենցիալ հավասարումով:

Համաձայն ՈՄՄԵՁ-ի բերված ֆունկցիոնալ և համապատասխան կազմվածքային սխեմաների, այն դիտարկվում է որպես մագնիսացման չափիչ փաթույթների փոփոխվող ինդուկտիվություններով և փոխինդուկտիվություններով տրանսֆորմատոր: Ըստ այդ սխեմաների կազմվում են դիֆերենցիալ հավասարումները, փոխանցման ֆունկցիան ըստ լարումների, ըստ ոլորման մոմենտի, որոնցից երևում է, որ ժամանակի հաստատունների տարբեր արժեքների դեպքում ՈՄՄԵՁ-ն կարելի է ներկայացնել տարբեր տիպի տարրական հանգույցներով: Որոշվում է ՈՄՄԵՁ-ի չափիչ փաթույթի ելքային էլԾՈՒ-ն, որը թույլ է տալիս որոշել դրա փոխանցման ֆունկցիաները և ըստ լարման և ըստ ոլորման մոմենտի: ՈՄՄԵՁ-ի ելքային էլԾՈՒ-ի վերլուծական հետազոտությունը դիտարկվում է էլեկտրական և մեխանիկական մուտքերին տրվող մի շարք տիպային ազդեցությունների դեպքում.

1. Մագնիսացման փաթույթին տրվում է սինուսոիդալ լարում ոլորման մոմենտի հաստատուն արժեքի դեպքում:

2. Մագնիսացման փաթույթի հաստատուն արժեքի դեպքում ոլորման մոմենտը փոխվում է թռիչքով:

3. Մագնիսացման փաթույթի լարումը և ոլորման մոմենտը փոխվում են տարբեր հաճախության սինուսոիդալ օրենքներով:

4. Մագնիսացման փաթույթի հաստատուն լարման դեպքում ոլորման մոմենտը փոխվում է գծայնորեն:

Անցողիկ երևույթների ընթացքը դիտարկվում է ՈՄՄԵՁ-ի աշխատանքի լարման և հոսանքի գեներատորների ռեժիմներում: Հետազոտությունների արդյունքների հիման վրա տրվում են կիրառական կողմնորոշիչ բացատրություններ:

ՄԻԿՐՈՊՐՈՑԵՍՈՐԱՅԻՆ ՂԵԿԱՎԱՐՄԱՄԲ ԹՎԱՅԻՆ ՎՈԼՏՄԵՏՐ ԼՐԱՑՈՒՑԻՉ ԸՆԴՀԱՏՈՒՆ ՍԱՆԴՂԱԿՈՎ

Ա. Շաղամյան, Ն. Խաչատրյան

ՄՊ ղեկավարումով թվային վոլտմետրերն ունեն բարձր չափագիտական բնութագրեր, սակայն չափվող մեծության փոփոխությունների դեպքում օպերատորը թվային ցուցանակից դժվարությամբ է ընկալում այդ փոփոխությունները: Այդ թերությունը վերացնելու համար ներկայումս արտադրվում են ընդհատուն սանդղակով սարքեր, որոնք ունեն նաև կոդավորված ելք: Լայն տարածում են ստացել գազային պարպումով ընդհատուն սանդղակները (ԳՊԸՍ), որոնք արտադրվում են մեկ կամ երկու սանդղակով և յուրաքանչյուրն ունի 103 կամ 203 բաժանմունք (ԼԺ-33, ԼԺ-34 տիպի): ԳՊԸՍ կատոդները ղեկավարվում են եռաֆազ իմպուլսային ազդանշաններով, իսկ սանդղակի լուսարձակող մասի երկարությունը կախված է անոդային լարման տևողությունից: Կատոդների և անոդի անմիջական ղեկավարումն իրականացվում է մեծ ամպլիտուդով (80-200Վ) իմպուլսային ազդանշաններով, հետևաբար ղեկավարման շղթաներում նպատակահարմար է օգտագործել մեծ կոլեկտորային լարումով տրանզիստորներ (КТ605 և այլն տիպի) կամ գազային պարպումով թվային ցուցիչների ղեկավարման համար նախատեսված К155ЛD1 տիպի ինտեգրալային միկրոսխեմա: ԹՎ-ում ՄՊ-ի առկայությունը հնարավոր է դարձնում համեմատաբար փոքր ապարատային ծախսերով իրականացնել չափվող մեծության արժեքին համեմատական տևողությամբ պարբերական իմպուլսային ազդանշանների ստացումը:

Նշված ԳՊԸՍ համար անոդային լարման հաճախականությունը պետք է լինի 80-100Հց, իսկ կատոդների ղեկավարման իմպուլսային ազդանշանների տևողությունը 70-100մկվրկ: Հետևաբար նպատակահարմար է ՄՊ-ի տակտային հաճախականությունն ընտրել 100 կամ 1000կՀց, կատոդների ղեկավարող ազդանշանների տևողությունը 100մկվրկ, իսկ անոդային լարման հաճախականությունը 80Հց:

Մշակվել են К580 սերիայի ՄՊ-ի միջոցով այդ ազդանշանների ստացման ալգորիթմի բլոկ սխեման և ծրագիրը:

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИБОРОВ ПОВЫШЕННОЙ НАДЕЖНОСТИ

К. Бегоян, С. Даллакян

Среди многочисленных вопросов, связанных с проблемой повышения надежности приборов, заслуживает более подробного рассмотрения возможность установления оптимальных допусков на изменение параметров приборов с учетом экономической целесообразности.

Для повышения надежности и точности приборов необходимо максимально приблизить допуски детали к расчетным. Может оказаться, что обеспечение допусков будет связано со значительными дополнительными капиталовложениями и повышением стоимости самого прибора. В связи с этим перед конструкторами, технологами и метрологами всегда стоит задача-рационально, на основе технико-экономических расчетов, разрешить противоречия между эксплуатационными требованиями и технологическими возможностями, исходя в первую очередь из выполнения эксплуатационных требований.

Математическая модель допусков будет иметь следующий вид:

$$C^* = \sum_{i=1}^{n} \beta_i (S, F) x_i \to \max$$

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{n} \eta_{ij} (S, F) x_i \geq P_{TP} - P_0 \\ \sum V_i (S, F) x_i \leq \Delta_{TP} \\ x_{i\,min} \leq x_i \leq x_{i\,min}, \; i = \overline{1, n} \end{cases}$$

Практическое обеспечение надежности и точности связано с проведением ряда технологических мероприятий, которые также должны быть экономически обоснованы.

Основным критерием, позволяющим судить о целесообразности проведения того или иного мероприятия, является его экономический эффект.

Для определения экономической эффективности при повышении надежности может быть использована следующая формула:

$$Э_T = \sum_{i=1}^{n} \sum_{t=1}^{T} (Ц_{Tit} - C_{Tit} - H_{Tit}) N_{Tit} - \sum_{t_{BA}=1}^{T_{BA}} З_{прt}$$

где $Э_T$-ожидаемый экономический эффект разработки и внедрения мероприятий по повышению качества процессов в системе за срок применения мероприятий(T);

i=1,2,...n-количество наименований выпускаемой фирмой товаров, на которые распространяется данное мероприятие;

$Ц_{Tij}$-прогноз цены i-го товара в году t;

C_{Tij}-прогноз себестоимости единицы i-го товара в году t;

H_{Tij}-прогноз налогов по единице i-го товара в году t;

N_{Tij}-прогноз объема выпуска i-го товара в году t;

t_{BA}-1,2,...$T_{вх}$-год вложения инвестиций в мероприятия по повышению качества процессов в системе (T_{BA}-последний год вложения, год внедрения мероприятий);

$З_{прt}$-единовременные затраты (инвестиции) на повышение качества процессов (на совершенствование технологии, организации и т.п.) в году t_{BA}.

Таким образом, при определении допусков на изменение параметров элементов прибора особое внимание должно быть обращено на обеспечение оптимальной надежности прибора с учетом его экономической эффективности.

Литература

Даллакян С.Р., Назарян Н.А. Об одном методе оптимизации допусков первичных параметров изделий. Изв. Арм. ССР. Сер. ТН.-1990.-т.XLII. N2.-с.74-77.

МОДЕРНИЗАЦИЯ В КОМПЕНСАЦИОННЫХ СВЕТОДАЛЬНОМЕРАХ

К. Гюнашян, К. Хачатрян

Существующие компенсационные светодальномеры СД-1200, Геоменсор 204 обеспечивают погрешность определения фазы m_φ в пределах m_φ =0,1--,25 мм, что на порядок больше, чем необходимо для высокоточных светодальномеров, которые могут входить в комплект компараторов для эталонных линейный измерений.

В связи с этим возникает, по мере возможности, необходимость модернизации в указанных светодальномерах с целью построения нового светодальномера для эталонных измерений, изучения движений земной коры, построения рефрактометров и т.д. Рабочая формула компенсационного светодальномера (КС) представляется в виде

$$I/I_0 = \frac{1}{2}\left[1 - J_0\left(2\pi \frac{U}{U_\pi} \mathrm{Cos} \frac{2\pi D}{\lambda_m}\right)\right] \qquad (1)$$

где I/I_0-относительная интенсивность света на входе фотоприемника,J_0-функция Бесселя первого рода нулевого порядка, D-измеряемое расстояние, λ_m-масштабная частота, U/U_π-режим питания модулятора света.

Согласно этомуо выражению минимумы приемного света зависят только от расстояния D и находятся на нулевом уровне выходного тока ФЭУ, в котором уровень пумовых токов значительно выше нулевого уровня, и поэтому точное положение минимумов интенсивности света можно определить на уровне, находящимся выше уровня шумов.

Исследование приводит к тому, что необходимо формировать вторуюя зависимость I/I_0 , сдвинутую по фазе на $\lambda_m/4$, например,

$$I/I_0 = \frac{1}{2}\left[1 - J_0\left(2\pi \frac{U}{U_\pi} \mathrm{Sin} \frac{2\pi D}{\lambda_m}\right)\right]$$

Равенство интенсивностей демодулированных световых потоков, поступающих на фотоприемник, может являться уровнем индикации для проведения измерений. Это условие следующее -

$\mathrm{Cos}\frac{2\pi D}{\lambda_m} = \mathrm{Sin}\frac{2\pi D}{\lambda_m}$, что соответствует I/I_0=0,35, т.е. точки пересечения кривых (1) и (2) находятся на середине демодуляционных кривых, где крутизна кривых небольшая. Таким образом, чувствительность светодальномера, пропорциональной крутизне демодуляционной кривой на рабочей точке, оказывается 15 раз больше, чем при работе светодальномера согласно выражениям (1) или (2).

Совместное периодическое применение условия $\mathrm{Cos}\frac{2\pi D}{\lambda_m} = \mathrm{Sin}\frac{2\pi D}{\lambda_m}$ фактически приводит к парафазному способу в компенсационных светодальномерах.

Все существующие методы реализации парафазного способа на СВЧ при модуляции-демодуляции света сопровождаются новыми источниками ошибок и не приводят к реализации потенциальной точности компенсационного метода измерения. Однако разработан новый модулятор света в парафазном режиме, где вращение кристалла одного канала приводит к появлению сигналов , соответствующих законам (1) и (2).

В данном случае используется естественное свойство кристалла КДР, заключающееся в том, что поворот кристалла вокруг своей оптической оси Z на 90° при-

водит к фазовому сдвигу в модуляционном сигнале, равному 180°, т.е. осуществляется парафазный режим без дополнительных элементов.

Первые испытания парафазного режима показали реальное увеличение точности измерения фазы почти 3 раза, что не достаточно, т.е. еще не достигнуто расчетное увеличение точности.

ВЫБОР ПНЧ ДЛЯ МИКРОПРОЦЕССОРНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

Х. Мамиконян

На основе микропроцессорного устройства для обработки и передачи измерительной информации разработан узкопредельный измеритель температуры с использованием стандартного платинового термопреобразователя сопротивления, в котором применяется метод цифровой коррекции погрешности, возникающей от изменения напряжения питания и погрешности, обусловленной наличием случайного нулевого сигнала на выходе измерительной цепи. В этом устройстве для ввода аналогового выходного сигнала измерительной цепи (постоянное напряжение, изменяющееся в диапазоне 0-10 В) в микропроцессор используется преобразователь напряжения в частоту (ПНЧ), особенности построения и выбора которого рассматриваются в докладе.

При построении ПНЧ чаще всего находит применение принцип интегрирования входного напряжения с периодическим разрядом емкости интегратора или с переменой направления интегрирования, или с импульсной обратной связью. Рассмотрена базовая схема ПНЧ с периодическим разрядом емкости, содержащая пассивный интегратор, к выходу которого присоединен нуль-орган, и цепь разряда, управляемая нуль-органом. Применением, вместо пассивного, активного интегратора строятся более точные (но и более сложные) ПНЧ с периодическим разрядом , содержащие, как правило, интегратор, компаратор (нуль-орган) и ключ (обычно – транзисторный). ПНЧ с изменением направления интегрирования содержат переключатель направления интегрирования, управляемый нуль-органом, сравнивающим напряжение на выходе интегратора с некоторыми опорными уровнями. Проведен анализ работы этой схемы. Для того, чтобы схема хорошо работала на низкой частоте и обеспечивала высокую скорость переключения, необходимо, чтобы применяемые в схеме усилители были из наиболее быстродействующих ОУ с полевыми транзисторами на входе. Рассмотрены также схемы ПНЧ с импульсной обратной связью, которые содержат интегратор, нуль-орган и цепь формирования импульса стабильного количества электричества или импульса стабильной вольтсекундной площади. Для сравнительного анализа в докладе рассмотрены также интегральные микросхемы ПНЧ зарубежных фирм. Основные параметры некоторых из них приведены ниже.

Тип ПНЧ	Дифференциальное входное напряжение В	Диапазон выходных частот кГц	Погрешность нелинейности	Напряжение питания В
VFC 32	0-10	0-500	± 0,005 % от 10 кГц ± 0,025 % от 100 кГц ± 0,05 % от 500 кГц	± 15
VFC 100	± 10	0-1000	0,02 % от 100 кГц 0,1 % от 1 МГц	± 15
VFC 110	0-10	0-2000	0,005 % от 100 кГц 0,01 % от 1 МГц 0,02 % от 2 МГц	± 15
VFC 121	0-2	0-100	0,03 % от 100 кГц	+ 5
VFC 320	± 10	0-1000	± 0,005 % от 10 кГц ± 0,03 % от 100 кГц ± 0,1 % от 1 МГц	± 15