

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
АЕРОКОСМІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ ТА
ТЕХНОЛОГІЙ

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач випускової кафедри

В.П. Квасніков
“ _____ ” _____ 2022 р.

ДИПЛОМНА РОБОТА
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)

ЗДОБУВАЧА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ «БАКАЛАВР»

Тема: «Прецизійний вимірювальний канал середньої активної потужності»

Виконавець _____
(підпис)

студент ЕЕ-414 Шимко Ю.Л.
(студент, група, прізвище, ім'я, по батькові)

Керівник _____
(підпис)

д.т.н., доцент Орнатський Д.П.
(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по батькові)

Нормоконтролер _____
(підпис)

Катасва М.О.
(П.І.Б)

Київ 2022

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Аерокосмічний факультет

Кафедра: комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій

Освітній ступень: «Бакалавр»

Спеціальність: 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»,

Освітньо-професійна програма «Електротехнічні системи електроспоживання»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

В.П. Квасніков

« _____ » _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи

Шимка Юрія Леонідовича

(П.І.Б. випусника)

1. Тема проекту: «Прецизійний вимірювальний канал середньої активної потужності» затверджена наказом ректора від « _____ » 2022 р. № 396/ст.
2. Термін виконання роботи: з " _____ " _____ 2022 р. по " _____ " _____ 2022 р.
3. Вихідні дані до роботи:
4. Зміст пояснювальної записки:
5. Перелік обов'язкового графічного (ілюстрованого) матеріалу:

6. Календарний план-графік

№ з/п	Завдання	Термін виконання	Підпис керівника
1	Вивчення інформаційних джерел	08.03 – 16.03.2022	
2	Розділ 1. Первинні перетворювачі струму та напруги	18.03 – 29.03.2022	
3	Розділ 2. Помножувачі напруг	02.04 – 13.05.2022	
4	Розділ 3. Розробка вимірювача активної енергії	15.05 – 22.05.2022	
5	Розробка ілюстративної частини	23.05 – 25.05.2022	

7. Дата видачі завдання: ” ___ ” _____ 2022 р.

Керівник дипломної роботи _____ Орнатський Д.П.
 (підпис керівника) (П.І.Б.)

Завдання прийняв на виконання _____ Шимко Ю.Л.
 (підпис випускника) (П.І.Б.)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи „Прецизійний вимірювальний канал середньої активної потужності”

Містить: 54 сторінки, 15 малюнків, 36 використаних джерел.

ВИМІРЮВАЛЬНИЙ, ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЯ, НАПРУГА, ПІДСИЛЮВАЧ, ПОТУЖНІСТЬ, ТРАНСФОРМАТОР.

Об’єкт дослідження - процес прецизійного вимірювання електричної енергії.

Мета дипломної роботи – дослідження вимірювального каналу електричної енергії за різноманітними схемами

Для вирішення цієї проблеми необхідно з’ясувати наступні задачі:

1.Зробити аналітичний огляд існуючих методів та засобів моніторингу, споживаних енергій в електричних мережах.

2.Розробка первинних вимірювальних перетворювачів.

3.Розробка структурної схеми каналу з автоматичною корекцією похибок.

4.Проаналізувати похибки шляхом моделювання основних компонентів в програмі ElectronicWorkBench.

В першому розділі було розглянуто перетворювачі струму та напруги, їх застосування, конструктивні особливості та класифікація.

Другий розділ був присв’ячений огляду помножувачів напруг, їх види, порівняння, описання методу логарифмічного перетворення вхідних сигналів

Третім розділом було описано прецизійний КМОП підсилювач, його значення, критичні параметри, коефіцієнт подавлення синфазного сигналу

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1. Первинні перетворювачі струму та напруги.....	11
1.1. Трансформаторні датчики струму.....	12
1.2. Трансформаторні датчики напруги.....	22
РОЗДІЛ 2. Помножувачі напруг.....	25
2.1. Помножувачі з використанням керованого опору польового каналу транзистора.	30
2.2. Логарифмічні помножувачі.	31
2.3. Помножувачі з використанням керованих джерел струму.	34
2.4. Помножувачі з використанням широтно-імпульсної модуляції....	36
2.5. Порівняльна таблиця основних схем помножувачів.....	38
РОЗДІЛ 3. Розробка вимірювача активної енергії.....	40
3.1. Схема вимірювача активної енергії.....	40
ВИСНОВОК.....	49
Список бібліографічних посилань використаних джерел.....	50

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ

ДхШхВ – довжина -ширина – висота.

КМОП – компліментарна структура метал-оксид-півпровідник.

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика.

ВАХ – вольтамперна характеристика.

ЕРС – електро-рушійна сила.

АЦП – аналого – цифровий перетворювач.

Вт – ват, одиниця виміру потужності.

А – амperi, одиниця виміру струму.

ВСТУП

Збільшення потужностей електростанцій та ліній електропередач, а також підвищення культури обслуговування електросистем із застосуванням обчислювальної техніки та автоматизованих систем управління технологічними процесами призводить до необхідності збільшення точності вимірювання електричної енергії, яку не можуть забезпечити звичайні прилади.

Ще кілька років тому контроль споживання та збереження електроенергії не були настільки актуальними. Всіх цілком влаштовували ціни на електроенергію та відповідна система її обліку на основі електромеханічних (індукційних) лічильників. Принцип їх роботи заснований на підрахунку кількості обертів диска, що обертається в магнітному полі, що біжить. Частота обертання пропорційна потужності, а кількість оборотів - електроенергії, що споживається. Такі лічильники прості, надійні та дешеві, але для них характерна велика похибка, що неприпустимо при врахуванні великих потужностей навантажень. Тому, незважаючи на те, що є можливість застосування в інформаційно-вимірювальних системах індукційних лічильників електроенергії, найбільш вигідні електронні лічильники (зокрема аналого-цифрові), що забезпечують точність вимірювання на клас вище. Перспективність таких лічильників обумовлена постійним удосконаленням елементної бази, а також розробками в галузі мікроелектроніки та обчислювальної техніки.

Наприклад, в одній з інформаційно-вимірювальних систем ПСЕЗ індукційні лічильники застосовуються з електронними приставками Е-440, що служать для перетворення кута повороту диска в число вихідних імпульсів, що дозволяє автоматизувати облік електроенергії. Крім того, в ПСЕЗ застосовуються електронні лічильники, у корпусі яких передбачені пристрої для збору даних, що здійснюють попередню обробку та видачу інформації на

обчислювальний пристрій лініями зв'язку. У цьому клас точності електронних лічильників дорівнює 0,5.

З метою економії природних ресурсів, необхідних для вироблення електроенергії, та раціонального її споживання, важливе місце займає організація обліку електричної енергії. При стрімкому розвитку мікроелектроніки та зниження цін на електронні компоненти цифрові системи управління поступово витісняють своїх аналогових конкурентів. Це насамперед обумовлено великою різноманітністю мікроконтролерів та різким зниженням їх вартості. Одна з основних переваг цифрових систем управління на основі мікроконтролерів - це гнучкість і функціональність, що досягаються не апаратно, а програмно, не вимагаючи додаткових матеріальних витрат. Перехід на мікроконтролерне управління лічильників електричної енергії має низку переваг, насамперед, підвищення точності і надійності, а як і багатofункціональність, досягнута рахунок малих апаратних витрат. В даний час поширені спеціальні інформаційно-вимірювальні системи з автоматичним збиранням інформації про споживання електричної енергії.

Подальше вдосконалення систем обліку та вимірювання електроенергії можна забезпечити лише за допомогою нових приладів, заснованих на використанні імпульсної техніки та мікроелектроніки. У зв'язку з цим є проблема розробки та вивчення електронних лічильників електричної енергії, які можуть повністю автоматизувати її облік. В енергетичних системах в даний час висувуються досить жорсткі вимоги до точності вимірювання потужності та енергії. Для вимірювання потужності необхідні прилади класів точності від 0,1 до 0,2, а вимірювання енергії – від 0,2 до 0,5. Це пояснюється тим, що енергопостачальним підприємствам завдається суттєвої шкоди від неточності вимірювання при відносно великих споживаних потоках енергії. Впровадження сучасних мікропроцесорних лічильників, завдяки їх високій точності, дозволяє отримати більш достовірну інформацію про енергоспоживання. А це означає точне зведення балансів, знаходження втрат

та виявлення неврахованих споживачів. Тільки на цьому економія може становити до 2...5%.

Крім того, висока точність виміру необхідна у зв'язку з впровадженням автоматизованих систем управління технологічними процесами та інформаційно-вимірювальних систем з автоматичним збиранням інформації про споживання електроенергії. Індукційні лічильники енергії, що застосовуються в даний час, з класом точності 2,0 не можуть забезпечити необхідну точність вимірювання в цих умовах[6]. Крім того, на роботу індукційних лічильників впливає частота мережі, внаслідок чого вищі гармоніки враховуються з великими похибками. При потужності, що вимірюється, більше 169 кВт доцільно застосовувати електронні лічильники електричної енергії.

У вимірювальній техніці застосовуються спеціалізовані аналогові інтегральні мікросхеми, що є детекторами середньоквадратичного значення напруги (перетворювачі RMS-DC) [8]. Такі мікросхеми застосовуються в простих вимірювальних перетворювачах і легко узгоджуються з входами різних автоматичних регуляторів, так як їх вихідним сигналом є напруга, що змінюється лінійно. Недоліком аналогових RMS-детекторів є великий час встановлення вихідного сигналу при малих рівнях вхідної напруги, що обмежує їх використання швидкодіючих пристроях.

При підвищених вимогах до точності та швидкодії перетворювачів RMS застосовують сучасні цифрові мікросхеми та DSP-процесори.

Основна відмінність мікропроцесорних лічильників від звичайних, індукційних у тому, що вони є невеликим "бортовим комп'ютером". У таких лічильниках практично відсутні рухливі частини, що виконують вимірювання спожитого електричного струму. Лічильник зазвичай складається з вимірювальних датчиків струму та напруги (трансформаторів з покращеними характеристиками), схем вимірювання (АЦП - аналого-цифрові

перетворювачі), мікроконтролера обробляє цифрові сигнали, пам'яті для зберігання даних лічильника.

РОЗДІЛ 1

Первинні перетворювачі струму та напруги.

Найбільш простими датчиками напруги та струму є прецизійні резистивні датчики. Відповідно - дільник напруги для вимірювання поточної напруги та струмовий шунт для вимірювання поточного струму.

При високих напругах важко проводити вимірювання, оскільки високовольтні прилади дорогі і зазвичай громіздкі; їх точність схильна до впливу статичної електрики, до того ж вони небезпечні. Коли струм перевищує 60 А, нелегко забезпечити високу точність амперметрів через великі проводи та значні помилки, зумовлені паразитним полем кінцевих висновків. Крім того, амперметри та котушки струму у високовольтних ланцюгах небезпечні для оператора[16].

Дільник напруги розраховують таким чином, щоб напруга на його виході становила величину, рекомендовану конкретної м. с. лічильника і не перевищувало при крайньому значенні вхідної напруги максимально допустима напруга, що вимірюється (зазвичай $\pm 400\text{мВ}$ або $\pm 500\text{мВ}$). Дільник включається між двома проводами контрольованого ланцюга (нуль та фаза). Ефективне значення відповідно дорівнює $400\text{мВ}/1.732 = 231\text{мВ}$.

Вимірювальний трансформатор, електричний трансформатор, на первинну обмотку якого впливає струм, що вимірюється, або напруга, а вторинна, знижувальна, включена на вимірювальні прилади і реле захисту. Вимірювальний трансформатор застосовують головним чином і в ланцюгах змінного струму високої напруги для безпечних вимірювань сили струму, напруги, потужності, енергії. На випадок пошкодження ізоляції з боку високої напруги один із затискачів вторинної обмотки заземлюють. За допомогою вимірювального трансформатора можна вимірювати різні значення

електричних величин електровимірювальними приладами (вольтметром, амперметром, ватметром), що мають межі до 100 В і 5 А.

Якщо шкали приладів не відкалібровані в коефіцієнтах трансформації, показання треба множити на відповідний коефіцієнт трансформації[12].

Розрізняють трансформатори напруги (для включення вольтметрів, частотомірів, паралельних ланцюгів ватметрів, лічильників, фазометрів та реле напруги) та трансформатори струму (для включення амперметрів, послідовних ланцюгів ватметрів, лічильників, фазометрів та реле струму).

1.1. Трансформаторні датчики струму

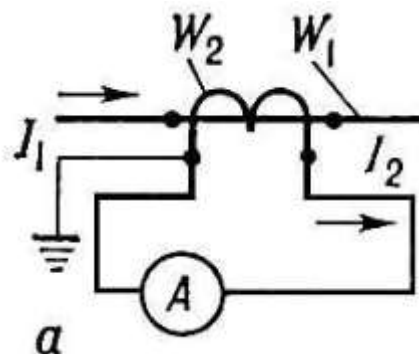


Рис. 1.1. Вимірювальний трансформатор струму. Схема увімкнення.

Трансформаторні датчики струму дорожчі за резистивні, але мають ряд істотних переваг:

1. Вимірювальні трансформатори струму, в порівнянні з шунтами, працюють при значно менших падіннях напруги на вході і практично не споживають.

2. Вимірювальні трансформатори струму забезпечують гальванічну розв'язку між обмотками, тому вимірювальна схема не знаходиться під високим потенціалом, як при використанні шунта, і її можна легко екранувати.

3. Параметри трансформатора струму практично не змінюються у часі та не залежать від температури.

4. Коефіцієнт трансформації легко витримується під час виробництва та залишається завжди постійним.

5. Трансформатори струму чудово гасять імпульсні перешкоди у вимірному ланцюзі без застосування додаткових фільтрів

6. Забезпечують мінімальний фазовий зсув між ланцюгами вимірювання напруги та струму, тому що фільтрація вимірювального сигналу проводиться за рахунок власної індуктивності трансформатора.

7. Простота вимірювання 3-х фазних струмових сигналів за рахунок гальванічної розв'язки струмових проводів та вимірювальної частини.

Як датчики струму (вимірювальних трансформаторів струму) зазвичай використовуються трансформаторні датчики двох типів:

1. Трансформатор навантажений на прецизійний резистор – трансформатор струму. Зазвичай з магнітопроводом з аморфних чи нанокристалічних сплавів. Вихідна напруга, що знімається з резистора, пропорційно струму первинної обмотки;

2. Диференціальний трансформатор di/dt , що працює в режимі ударного збудження. Зазвичай без магнітопроводу (повітряний). Вихідна напруга трансформатора пропорційна швидкості зміни струму первинної обмотки.

Застосування трансформаторного датчика струму в лічильниках електроенергії може поєднуватись із застосуванням резистивного датчика напруги або трансформатора напруги. Зазвичай застосовують резистивний дільник як найдешевший[13].

Ідеальним режимом роботи вимірювального трансформатора струму є режим короткого замикання його вторинного кола. У цьому режимі вторинної ланцюга трансформатора струму протікає індукований струм, який створює в магнітопроводі вторинний потік магнітної індукції, що компенсує потік магнітної індукції від струму первинної ланцюга. В результаті в сердечнику, в стаціонарному режимі, встановлюється близький до сумарний 0 потік

магнітної індукції, що індукує у вторинній обмотці невелику ЕРС, що підтримує струм у вторинному ланцюгу пропорційно значенню струму первинного ланцюга.

Безпека вторинних ланцюгів при високих вхідних струмах забезпечується за рахунок входження сердечника в насичення. Однак, якщо вторинний ланцюг трансформатора струму розімкнута (аварійний режим), то зникнення вторинного струму та створеного ним магнітного потоку призведе до значного зростання сумарного магнітного потоку та відповідно до збільшення ЕРС у вторинній обмотці до величезних значень, що може викликати пробій ізоляції. Крім того, при великому магнітному потоці різко збільшуються втрати в осерді, що викликає його розігрів[22].

Похибки трансформаторного датчика струму складаються з струмової похибки (похибка дійсного коефіцієнта трансформації) та кутової похибки (різниця фаз між струмами первинного та вторинного ланцюга). Похибки визначаються двома факторами: обмеженою магнітною проникністю магнітопроводу та ненульовим значенням опору навантаження. Справа в тому, що потужність, що відбирається в навантаженні, не дозволяє працювати трансформатору в нульових магнітних полях (ідеальний трансформатор), а, отже, в роботу вступають спотворення, що вносяться сердечником, а саме - нелінійність кривої намагнічування сердечника, зокрема насичення сердечника у великих полях.

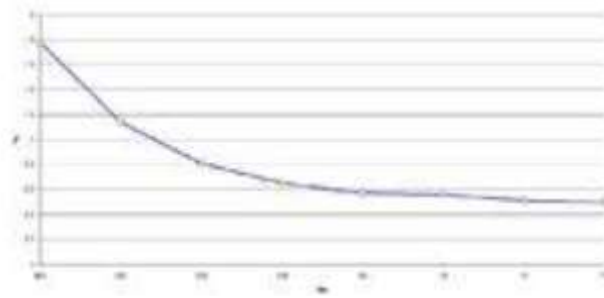


Рис. 1.2. Залежність між опором навантаження та похибкою коефіцієнта трансформації.

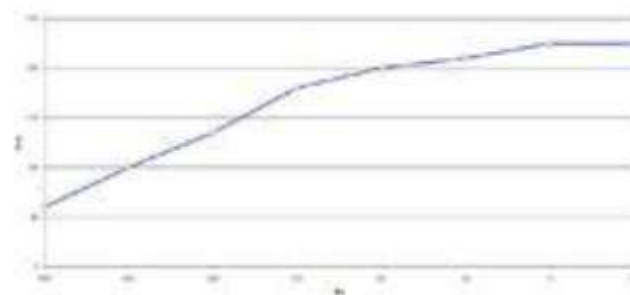


Рис. 1.3. Залежність між опором навантаження та величиною струму насичення трансформатора.

Ці залежності справедливі для будь-якого трансформатора струму, хоча, при застосуванні електротехнічного заліза як матеріал сердечника, ці залежності на порядок яскравіше виражені. На ці залежності особливо треба звернути увагу при використанні трансформаторів як сигналізаторів навантажень, коли у вторинний ланцюг трансформатора намагаються включити високоомне реле[23].

Разом про те похибка трансформатора тим менше, що менше магнітний опір магнітопровода, т. е. більше магнітна проникність матеріалу, більше перетин сердечника і його довжина, і навіть менше його вторинна навантаження (ідеал – коротке замикання. вторинної обмотки). Важливо враховувати, що магнітна проникність залежить від напруженості магнітного

поля і практично постійна тільки в області слабких полів. Оскільки трансформатори працюють у слабких результуючих полях, то для них потрібне використання матеріалу з високою початковою магнітною проникністю.

Як сердечники трансформаторних датчиків струму використовуються нанокристалічні або аморфні сплави. Нанокристалічні сплави характеризуються практично постійною високою магнітною проникністю у слабких полях (до 0.1 A/m), що становить у середньому 40 000 - 60 000 (для електротехнічної сталі всього 400). Крім того, ці сплави мають високу залишкову магнітну індукцію і низьку коерцитивну силу, тобто дуже вузьку петлю гістерези, малими втратами на вихрові струми (менше 5 Вт/кг); близька до нуля магнітострикція. Залежно від термообробки сердечники можуть мати прямокутну, лінійну або округлу петлю гістерези. Магнітопроводи забезпечують високу лінійність кривої намагніченості у слабких полях. Повне перемагнічування сердечника при подачі змінного струму відбувається при малій напруженості магнітного поля за рахунок тонкої петлі гістерези. Магнітопроводи випускаються у захисних пластмасових контейнерах, що забезпечують їх захист від механічних впливів[25].

Амплітудна характеристика датчика, у випадку, нелінійна, що з нелінійністю кривої магнітної індукції сердечника. Нелінійність особливо яскраво виражена області початку насичення і визначається матеріалом магнітопровода. Однак у ділянці слабких магнітних полів (чистий синусоїдальний сигнал і $R_n=0$) вона практично лінійна. Ця область є робочою при розрахунку трансформатора. У недорогих трансформаторах струму для діапазону $5(50) \text{ A}$, що виготовляються на нанокристалічних сплавах 5БДСР або ГМ414 типорозміру $0.25 \times 0.15 \times 0.10$ нелінійність характеристики не перевищує 0.3% , що цілком достатньо для побудови лічильників. Для трансформаторів вищої точності застосовують дорожчі аморфні сплави, наприклад[28].

Не менший вплив на точність трансформатора та вхідні струми насичення надає коефіцієнт трансформації. Чим він вищий - тим лінійнішою буде характеристика трансформатора (природно за інших рівних умов).

Грубо кажучи, що стоїть коефіцієнт трансформації і нижче опір навантаження, то точніше трансформатор. Якщо необхідно досягти високої точності - не варто забувати про вбудований підсилувач, що є у складі будь-якого м.сх. вимірювання потужності. Хоча тут доведеться знайти компроміс між зовнішніми наведеннями на вхідні ланцюги та величиною вимірювального сигналу.

При виборі трансформатора струму, необхідно також реально уявляти його передавальну характеристику. Маючи справу з реальним трансформатором треба усвідомлювати, що похибка коеф. передачі залежить від сумарної напруженості магнітного поля в осерді, тому що магнітна проникність сердечника сильно залежить від напруженості магн. поля і можуть відрізнятись в рази.

Одним із недоліків трансформаторів струму є намагнічування сердечника постійної складової струму, що виникає в контрольованому електричному ланцюзі через асиметрію споживання навантаження (наприклад однополуперіодний випрямляч) у різних напівхвилях. Нівелювати цей недолік можна правильним вибором габаритів або матеріалу магнітопроводу трансформаторів струму. Постійний магнітний потік, обумовлений різницею струмів у первинній обмотці у різні напівхвилі, не компенсується. В результаті, в сердечнику трансформатора струму на змінний магнітний потік накладається постійний потік, який призводить до зміщення реальної кривої намагнічування сердечника в область великих полів при тій потужності, що споживається в навантаженні. Однак слід зауважити, що спотворення утворюються в області переходу струму через 0, при цьому спотворення в одній напівхвилі призводять до компенсаційного спотворення в іншій, тому

фактична похибка вимірювання споживаної потужності в лічильнику змінюється менш радикально[31].

Для боротьби з постійним підмагнічуванням можна застосовувати трансформатори струму з магнітопроводом з кобальтових сплавів типу 86Т, які починають насичуватися при напруженості понад 400А/м (для розміру ОЛ25-15-10 це десь у районі 25А постійного струму у вимірюваному ланцюгу) сердечником, виконаним із немагнітним зазором. Що стосується виготовлення сердечника із зазором, то виконати на сердечнику досить невеликий немагнітний зазор (в районі 0,05-0,1 мм) досить складно. Як альтернатива може застосовуватися заповнення зазору порошком, при цьому вимоги до величини зазору знижуються, але зрештою собівартість таких магнітопроводів все-таки значна.

Запас по постійному потоку можна досягти також зменшенням напруженості магнітного поля в осерді (для того ж струму в первинній обмотці) за рахунок збільшення довжини магнітопроводу (величина напруженості магнітного потоку прямо пропорційна добутку кількості витків на струм і обернено пропорційна середній довжині магнітопроводу і виражається формулою $H = N1 * I1 / L$. Однак збільшення довжини магнітопроводу викликає зниження ЕРС самоіндукції, яка прямо пропорційна площі перерізу магнітопроводу і обернено пропорційна довжині магнітопроводу. Тому збільшення довжини має супроводжуватися збільшенням площі перерізу - задля збереження колишнього значення індуктивності. Як відомо, чим вища індуктивність вторинної обмотки, тим нижча швидкість зміни струму і тим нижча наводиться ЕРС у первинній обмотці.

Крім того, велика індуктивність спільно з опором вторинної обмотки працює як НЧ фільтр у вимірювальному ланцюгу (причому не вносить фазові спотворення!) і, крім того, знижує вплив АЦП вимірювача на вимірювальний

ланцюг. У зв'язку з цим вимоги до RC ланцюга у вимірювальному каналі знижуються (його можна не ставити зовсім!), отже знижується фазовий зсув, що вноситься цим фільтром між каналами вимірювання струму і напруги.

Розрахунок вимірювального кола для конкретного трансформатора струму відносно нескладний. Як було зазначено вище, у вторинній обмотці трансформатора струму навантаженої на резистор R_b , протікає струм, що трансформується з первинної обмотки і зумовлений явищем електромагнітної індукції. Активний опір ланцюга вторинної обмотки дорівнює $R_b + R_2$ де R_2 - власний опір вторинної обмотки трансформатора струму, а R_b - опір навантажувального резистора. Струм вторинної обмотки $I_2 \sim I_1/N$, де N - коефіцієнт трансформації (зазвичай 1000...3000).

Вихідна напруга датчика струму, що визначається падінням напруги на R_b :

$$U_2 = I_2 * R_b = \frac{I_1 * R_b}{N}. \quad (1.1)$$

Еквівалентна напруга на вході трансформатора:

$$U_1 = \frac{U_2}{N} = \frac{I_1 * R_b}{N^2}. \quad (1.2)$$

Таким чином, напруга на первинній обмотці трансформатора струму є пропорційною $I_1 * R_b / N^2$. тобто. в N^2 разів менше, ніж для шунта при тому самому вихідному напрузі для вимірювання. Тому вплив трансформаторного датчика струму на контрольований ланцюг менше, ніж у разі застосування шунта. Наприклад, для трансформатора струму з $N = 3000$; $U_2 = 20\text{мВ}$, $I_1 = 50\text{ А}$ розрахуємо еквівалентний активний вхідний опір. $I_2 = 50/3000 = 0.01667\text{ А}$. $R_b = 20\text{мВ} / 16.67\text{мА} = 1.2\text{ Ом}$. Вхідний опір ідеального трансформатора дорівнює $R_b / N^2 = 1,2 / 3000^2 = 0,1333\text{ мкОм}$. Однак, з урахуванням власного активного опору вторинної обмотки (для трансформатора на магнітопроводі ОЛ25х15х10 приблизно 400 Ом), еквівалентний активний вхідний опір

дорівнює $(R_b + R_2)/N_2 = (1,2 + 400)/3000^2 = 44,6$ мкОм порівняйте з 400 мкОм на шунті!). Оцінюючи величину R_b , можна побачити, що воно мізерне в порівнянні з внутрішнім опором обмотки трансформатора. Таким чином можна збільшувати R_b для отримання великої напруги для подальшого вимірювання, а отже підвищити точність при вимірі малих струмів, знизити вплив електричних шумів на ланцюг, що вимірюється, і при цьому практично не вносити додаткових втрат у вимірюваний ланцюг[24].

В даний час як датчик струму набувають поширення диференціюючі трансформатори, використовувані зазвичай без магнітного сердечника. Відсутність сердечника забезпечує лінійність його амплітудної характеристики в широкому діапазоні, а також виключає розглянуте вище намагнічування постійним струмом, але вимагає застосування спеціальних мікросхем з вбудованим інтегратором, наприклад ADE7753/59 однофазної або ADE7758 для трифазного ланцюга. Ці мікросхеми допускають використання диференціюючого трансформатора, шунта або трансформатора струму з R_b навантаженням. Диференціюючі трансформатори зазвичай застосовують для вимірювання великих струмів, тому що магнітний потік у них невеликий (у m разів менше ніж у феромагнетиках), а отже наводиться ЕРС так само мала ($E = m_0 * N_1 * N_2 / L * dI / dt$).

Для того щоб отримати прийнятний для вимірювання сигнал, диференціюючий трансформатор використовують у режимі контуру ударного збудження (а не в режимі трансформатора струму), при якому ЕРС на виході пропорційна dI/dt , для цього навантажувальний резистор R_b має досить велику величину. У цьому режимі вихідний сигнал трансформатора не повторює форму вхідного струму, але трансформатор має високу чутливість до зміни струму. Для того, щоб не було спотворень вихідного сигналу, застосовують інтегруючий ланцюг (в ADE7753/59 для однофазного або ADE7758 для трифазного ланцюга він вбудований). В цьому випадку, обмотка трансформатора (L_2 і R_2), R і C інтегратора утворюють коливальний контур із

загасанням та послідовно включеної ЕРС самоіндукції. У загальному вигляді напруга на конденсаторі: $U=L_2 \cdot I_1 / ((R_2+R) \cdot C \cdot N)$. Постійну часу $(R+R_2) \cdot C$, $(L_2 \cdot C)^{0.5}$ необхідно вибрати значно перевершує постійну часу зміни вхідного струму[30].

Конструктивно обидва трансформатори (струму і диференційний) є тороїдальними котушками, причому для трансформатора струму- з магнітним сердечником. Котушки для трансформаторів обох типів містять зазвичай тільки вторинну обмотку, первинною обмоткою є провід (мідна шина), що проходить через центральний отвір трансформатора.

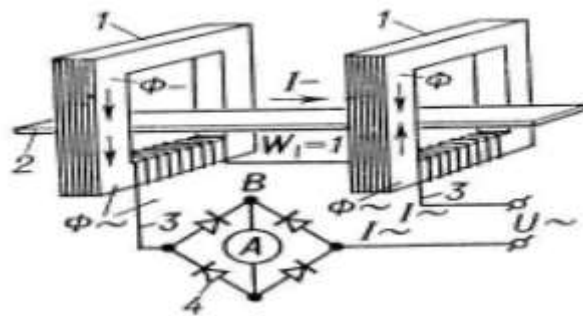


Рис. 1.4. Схема вимірювального трансформатора постійного струму: 1 - сердечник; 2 - шина (провід постійного струму); 3 - допоміжна обмотка; 4 - діоди випрямного мосту; Φ - магнітний потік; В - випрямляч; А - амперметр; W_1 - первинна обмотка (шина); $U \sim$ - Допоміжне джерело змінного струму; I - струм, що вимірюється.

1.2. Трансформаторні датчики напруги

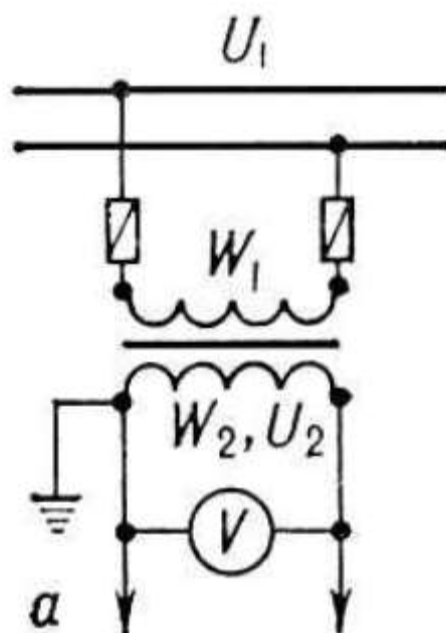


Рис. 1.5. Вимірювальний трансформатор напруги. Схема увімкнення

Так само як і трансформатори струму, вектор вторинної напруги зрушений щодо вектора первинної напруги не точно на кут 180° . Це визначає кутову похибку [13].

Залежно від номінальної похибки розрізняють класи точності 0,2; 0,5; 1; 3. Похибка залежить від конструкції магнітопроводу, магнітної проникності сталі та від $\cos \varphi$ вторинного навантаження. У конструкції трансформаторів напруги передбачається компенсація похибки за напругою шляхом деякого зменшення числа витків первинної обмотки, а також компенсація кутової похибки за рахунок спеціальних обмоток, що компенсують. Розсіювання магнітного потоку та втрати в осерді призводять до похибки вимірювання.

Сумарне споживання обмоток вимірювальних приладів та реле, підключених до вторинної обмотки трансформатора напруги, не повинно перевищувати номінальну потужність трансформатора напруги, тому що це призведе до збільшення похибок[9].

Залежно від призначення можуть застосовуватись трансформатори з різними схемами з'єднання обмоток. Для вимірювання трьох міжфазних напруг можна використовувати два однофазні двообмотувальні трансформатори, з'єднані за схемою відкритого трикутника, а також трифазний двообмотувальний трансформатор, обмотки якого з'єднані в зірку. Для вимірювання напруги щодо землі можуть застосовуватися 3 однофазні трансформатори, з'єднані за схемою $Y0/Y0$, або трифазний триобмотувальний трансформатор. В останньому випадку обмотка, з'єднана в зірку, використовується для приєднання вимірювальних приладів, а до обмотки, з'єднаної в розімкнений трикутник, приєднується реле захисту від замикань на землю. Таким же чином трифазну групу з'єднуються однофазні триобмотувальні трансформатори і каскадні трансформатори.

По конструкції розрізняють трифазні та однофазні трансформатори. Трифазні трансформатори напруги застосовуються при нарузі до 18 кВ, однофазні - на будь-яку напругу. За типом ізоляції трансформатори можуть бути сухими, масляними та з литою ізоляцією.

Обмотки сухих трансформаторів виконуються проводом ПЕЛ а ізоляцією між обмотками служить елетрокартон. Такі трансформатори використовуються в установках до 1000 В.

Трансформатори напруги з масляною ізоляцією застосовуються на напругу 6-1150 кВ закритих та відкритих РУ. У таких трансформаторах обмотки та магнітопровід залиті олією, яка служить для ізоляції та охолодження. Слід відрізнити однофазні двообмотувальні трансформатори НОМ-6, НОМ-10, НОМ-15, НОМ-35 від однофазних триобмотувальних

ЗНОМ-15, ЗНОМ-20, ЗНОМ-35. Такі трансформатори мають два введення ВН і два введення ПН, їх можна з'єднати за схемами відкритого трикутника, зірки, трикутника. У трансформаторів другого типу один кінець обмотки ВН заземлений, єдине введення ВН розташоване на кришці, а введення НН - на бічній стінці. Обмотка ВН розрахована на фазну напругу, основна обмотка ПН - на $100/\sqrt{3}$, додаткова обмотка - на $100/3$ В. Такі трансформатори називаються заземлюваними.

РОЗДІЛ 2

ПОМНОЖУВАЧІ НАПРУГ

До електронних помножувачів відноситься широкий клас електронних та напівпровідникових пристроїв, які операцію множення здійснюють на основі функціонального перетворення вхідних сигналів, модуляції вхідних сигналів та інших методів.

Помножувачем напруги називають пристрій, на виході якого можна отримати напругу, в будь-яку кількість разів, що перевищує напругу на його вході. Іншими словами, помножувач – це пристрій, що перетворює змінну напругу на постійне, що перевищує амплітуду вхідної змінної напруги. До переваг можна віднести невеликі габарити і масу, стабільність роботи. До недоліків відносяться низький струм навантаження, невеликий ККД і, як наслідок, невелика потужність. Помножувачі напруги частіше застосовують у пристроях, де не потрібен значний струм у навантаженні, але важлива висока напруга. Наприклад, у телевізорі стоїть помножувач напруги. В основному на його виході утворюється напруга 25 кВ для живлення прискорюючого електрода кінескопа[15].

У сучасних радіоелектронних пристроях помножувачі знайшли широке застосування. Вони використовуються в телевізійній та медичній апаратурі (джерела анодної напруги кінескопів, живлення малопотужних лазерів), у вимірювальній техніці (осциллографи, прилади для вимірювання рівня та доз радіоактивного випромінювання), в приладах нічного бачення та електрошокових пристроях, побутових та офісних електронних пристроях («люстра Чижевського», ксерокопіювальні апарати) та багатьох інших галузях техніки. Сталося це завдяки основним властивостям помножувачів – можливості формувати високу, до кількох десятків і сотень тисяч вольт,

напругу при малих габаритах та масі. Ще одна їх важлива перевага – простота розрахунку та виготовлення.

Помножувач напруги складається з включених певним чином діодів і конденсаторів і є перетворювачем напруги змінного струму низьковольтного джерела у високу напругу постійного струму [10].

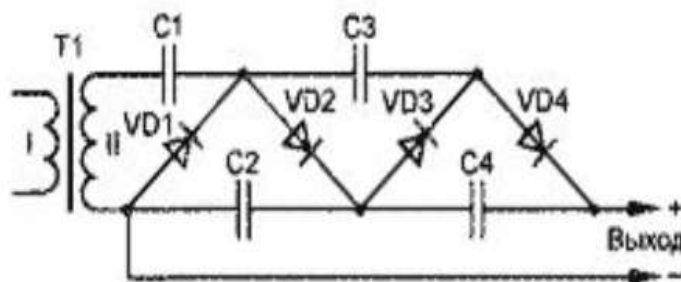


Рис. 2.1. Помножувач напруги однонапівперіодний, послідовний

Принцип його роботи зрозумілий із рис. 2.1, на якому наведена схема однонапівперіодного помножувача. Розглянемо процеси, що відбуваються в ньому, поетапно.

Під час дії негативного напівперіоду напруги конденсатор C1 заряджається через відкритий діод VD1 до амплітудного значення прикладеної напруги U_a . Коли до входу помножувача прикладено напругу позитивного напівперіоду, конденсатор C2 через відкритий діод VD2 заряджається до напруги $2U_a$. Під час наступного етапу - негативного напівперіоду через діод VD3 до напруги $2U_a$ заряджається конденсатор C3. І, нарешті, при черговому позитивному напівперіоді до напруги $2U_a$ заряджається конденсатор C4.

Очевидно, що запуск помножувача відбувається за кілька періодів змінної напруги. Постійна вихідна напруга складається з напруг на послідовно включених і постійно заряджається конденсаторах C2 і C4 і становить $4 U_a$.

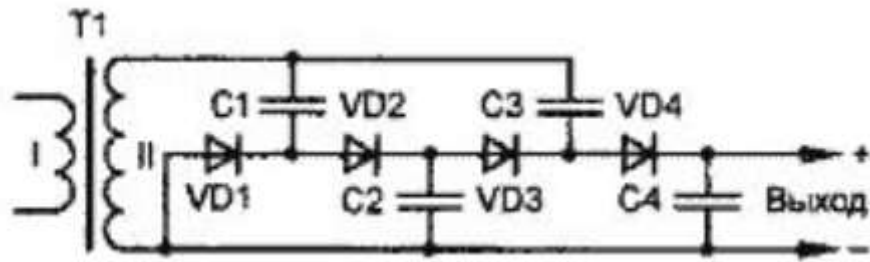


Рис 2.2. Помножувач напруги однонапівперіодний, паралельний

Зображений на рис. 2.1 помножувач відноситься до послідовних помножувачів. Існують також паралельні помножувачі напруги, для яких потрібна менша ємність конденсатора на ступінь множення. На рис. 2.2 наведена схема такого однонапівперіодного помножувача.

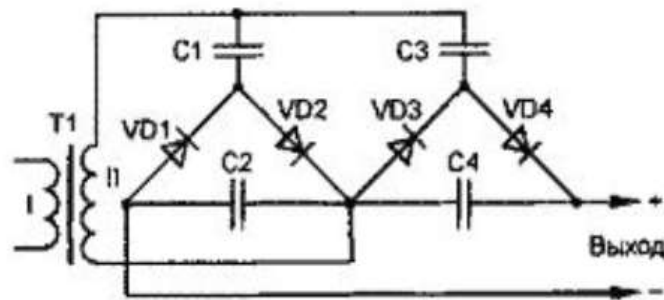


Рис. 2.3. Помножувач напруги двонапівперіодний

Найчастіше застосовують послідовні помножувачі. Вони більш універсальні, напруга на діодах і конденсаторах розподілені рівномірно, можна реалізувати більше ступенів множення. Мають свої переваги та паралельні помножувачі. Однак такий недолік, як збільшення напруги на конденсаторах зі збільшенням числа ступенів множення, обмежує їх застосування до вихідної напруги приблизно 20 кВ[16].

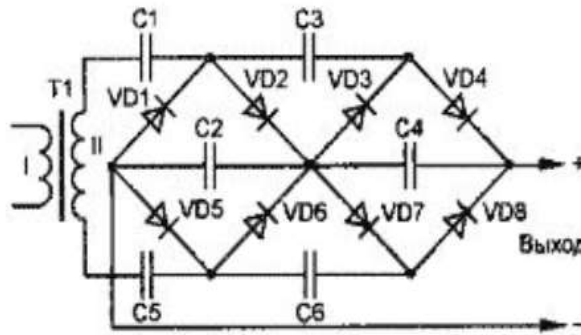


Рис. 2.4 Помножувач напруги двонапівперіодний

На рис. 2.3 та 2.4 наведено схеми двонапівперіодних помножувачів. До переваг першої (рис. 2.3) слід віднести такі: до конденсаторів C1, C3 прикладено тільки амплітудне напруження, навантаження на діоди рівномірне, досягається хороша стабільність вихідної напруги. Другий помножувач, схема якого наведена на рис. 2.4 відрізняють такі якості, як можливість забезпечення високої потужності, простота у виготовленні, рівномірний розподіл навантаження між компонентами, велика кількість ступенів множення.

Вихідна напруга помножувача залежить від струму навантаження. За умови, що вхідна напруга та частота постійні, вона визначається формулою:

$$U_{\text{вих}} = NU_{\text{вх}} - [I(N^3 + 9N^2/4 + N/2)]/12FC, \text{ де}$$

I – струм навантаження, А;

N – число ступенів помножувача;

F – частота вхідної напруги, Гц;

Z – ємність конденсатора щаблі, Ф.

Задаючи вихідну напругу, струм, частоту та число щаблів, з неї обчислюють необхідну ємність конденсатора щаблі.

Ця формула наведена до розрахунку послідовного помножувача. У паралельному для отримання того ж вихідного струму необхідна ємність менша. Так, якщо в послідовному ємність конденсатора 1000 пФ, то для триступінчастого паралельного помножувача знадобиться ємність $1000 \text{ пФ} / 3 = 333 \text{ пФ}$. У кожному наступному ступені такого помножувача слід застосовувати конденсатори з великою номінальною напругою.

Зворотна напруга на діодах та робоча напруга конденсаторів у послідовному помножувачі дорівнює повному розмаху вхідної напруги. Якщо потрібно змінити полярність вихідної напруги, полярність включення діодів слід змінити на зворотну[17].

При практичній реалізації помножувача слід приділити особливу увагу вибору його елементів, їх розміщення та ізоляційних матеріалів. Конструкція повинна забезпечувати надійну ізоляцію, щоб уникнути виникнення коронного розряду, який знижує надійність помножувача, призводить до виходу його з ладу. Крім того, необхідно врахувати деякі обмеження: вхідна напруга може бути не більше 15 кВ і має бути змінною у будь-якого помножувача, частота змінної напруги обмежена в межах 5...100 кГц, вихідна напруга - не більше 150 кВ, інтервал робочої температури від - 55 до +125 град. З, а вологості - 0... 100%. На практиці розробляють і застосовують помножувачі з вихідною потужністю до 50 Вт, хоча реально досяжні значення 200 Вт і більше.

Найбільш поширеними схемами перемножувачів є схеми, реалізовані операційними підсилювачами. З великої кількості варіантів можна виділити наступні: помножувачі на основі керованого опору, помножувачі на основі логарифмування та антилогарифмування, помножувачі зі змінною крутістю, імпульсні помножувачі.

2.1. Помножувачі з використанням керованого опору польового каналу транзистора

Дані помножувачі найпростіші. Якщо опір пропорційно керуючому напрузі, то струм через цей опір пропорційний добутку вхідного та керуючого сигналів або приватного вхідного та керуючого сигналів[15]. Як керовані напругою опорів можна використовувати польові транзистори. На початковій ділянці вольтамперної характеристики (ВАХ) польового транзистора змінним є опір каналу, керований ланцюгом затвора. Дія температурного дрейфу цього опору на точність множення значно зменшується включенням польового транзистора в коло зворотного зв'язку підсилювача А2 (рис. 2.1.).

При ідентичних за параметрами польових транзисторів вихідна напруга визначається за формулою:

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_X R_6}{r_{cu} \left(1 + \frac{R_1}{R_4}\right)}. \quad (1.3)$$

Де R_{cu} - опір каналу польового транзистора (R_{cu} - залежить від вихідної напруги А2, яка визначається, у свою чергу, напругами U_X і U_Z). Щоб забезпечити виконання транзистором VT2 функції змінного опору, необхідно встановити, що:

$$U_X < 0 \text{ і } U_Z > 0. \quad (1.4)$$

Якщо вхідний струм зневажливо малий у порівнянні зі струмом, що протікає по ланцюгу транзистора VT2 і резистора R3, то буде справедлива рівність:

$$\frac{U_Y}{R_3} = \frac{U_2}{r_{cu} \left(1 + \frac{R_{12}}{R_4}\right)}. \quad (1.5)$$

Визначивши з цієї формули $R_{си}$ і підставивши його вираз для $U_{вих}$ отримаємо залежність вихідної напруги від опорів резисторів:

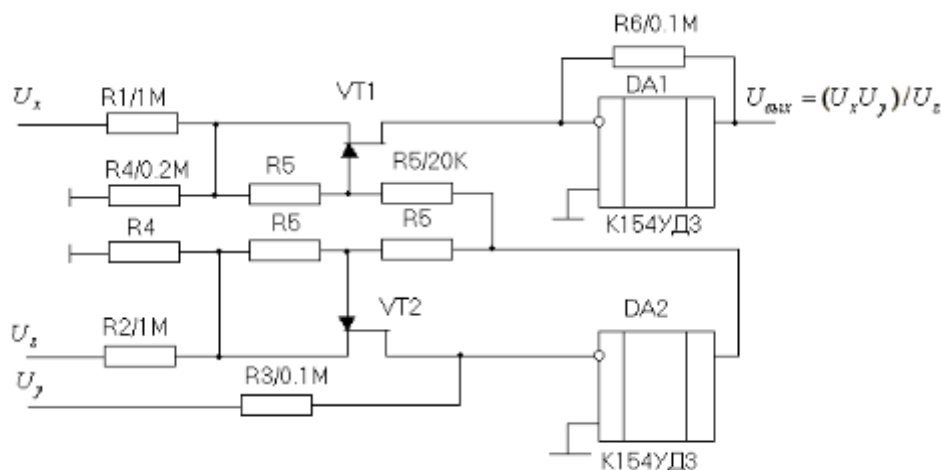


Рис. 2.5. Помножувач із використанням керованого опору каналу польового транзистора

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_X U_Y R_6 \left(1 + \frac{R_2}{R_4}\right)}{U_Z R_3 \left(1 + \frac{R_1}{R_4}\right)}. \quad (1.6)$$

Певним підбором параметрів елементів можна отримати точність множення близько 2% у діапазоні частот 0...1 МГц. Такий перемножувач доцільно використовувати у тих випадках[14], коли необхідно отримати максимальну швидкодію та не потрібна висока точність множення.

2.2. Логарифмічні помножувачі

При використанні цього методу операція множення здійснюється у кілька етапів (рис. 2.2.): логарифмічне перетворення вхідних сигналів, додавання та зворотне (експоненційне) перетворення суми. Всі ці операції легко реалізуються із застосуванням узгоджених біполярних транзисторів та ОУ. Цей спосіб широко застосовується в мікросхемах помножувачів завдяки дешевизні та можливості множення та поділу, а також простої реалізації функції виду:

$$U_{\text{вих}} = \left(\frac{U_X U_Y}{U_Z} \right)^n. \quad (1.7)$$

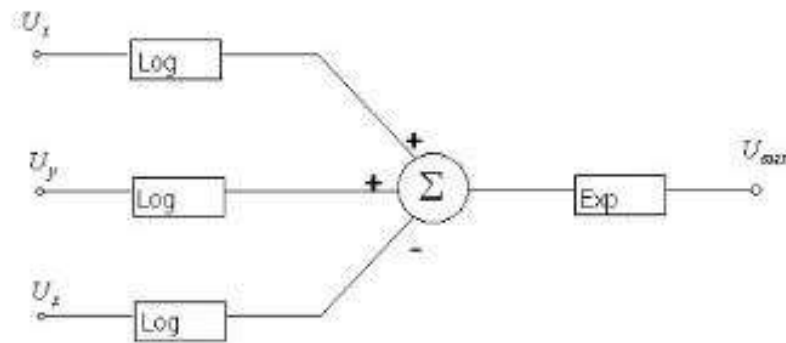


Рис. 2.6. Логарифмічний помножувач

Алгоритм зводиться до обчислення послідовності операцій:

$$\ln(U_{\text{вих}}) = \ln(U_X) + \ln(U_Y) + \ln(U_Z) = U_{\text{вих}} = \left(\frac{U_X U_Y}{U_Z} \right)$$

Хоча базові логарифмічні та експоненційні схеми працюють тільки в одному квадранті, їх можна перетворити для роботи в чотирьох квадрантах, але за значних апаратурних витрат. Спрощений варіант схеми подано на рис. 2.2.

Вихідна напруга перемножувача:

$$U_{\text{вих}} = I_{e4} R_4 . \quad (1.8)$$

$$I_{e4} = I_{K0} \exp\left(\frac{U_{e64}}{\phi_T}\right) . \quad (1.9)$$

Де I_{e4} - емітерний струм транзистора VT4

Напруга U_{e64} визначається з рівності:

$$U_{e64} = U_{e61} + U_{e63} * U_{e62} = \frac{\phi_T \ln\left(\frac{R_x}{R_z R_y}\right) U_y U_z}{U_x I_{K0}} . \quad (1.10)$$

Підставляючи U_{e64} у вираз для I_{e4} , а потім для I_{e4} у вираз $U_{\text{вих}}$ припускаючи ідентичність транзисторів і ОУ отримуємо:

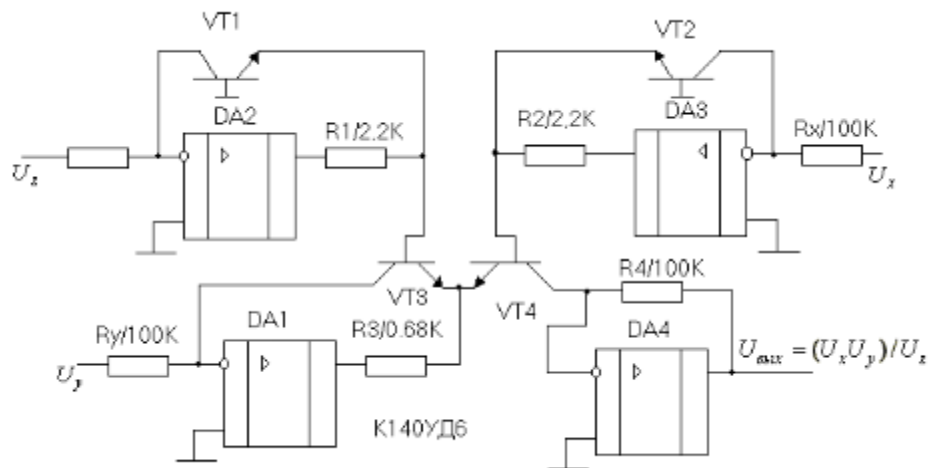


Рис. 2.7. Логарифмічний множник.

$$U_{\text{вих}} = \frac{\left(\frac{R_4 R_x}{R_y R_z}\right) U_x U_y}{U_z}, \quad (1.11)$$

$$\text{де } U_x > 0, U_y > 0, U_z > 0. \quad (1.12)$$

Звичайно:

$$R_4 = R_z \text{ і } R_x = R_y, \quad (1.13)$$

$$\text{тому } U_{\text{вих}} = \left(\frac{U_x U_y}{U_z}\right) \quad (1.14)$$

При вхідних сигналах 100 мВ наведена до входу похибка вбирається у 0,5 %, а помилка через нелінійності трохи більше 0,2 %. Оскільки сумуються не абсолютні значення струмів, які логарифми, то виключається насичення транзисторів у широкому діапазоні зміни вхідних напруг [18].

Недолік схеми залежить від смуги робочих частот від величини вхідних сигналів. Пояснюється це тим, що при великих вхідних напругах у ланцюгах логарифмічного перемножувача протікають великі вхідні струми, і, отже, швидше заряджаються паразитні ємності у схемі.

2.3. Помножувачі з використанням керованих джерел струму

Керовані джерела струму є основою багатьох мікросхем аналогових помножувачів. Принцип дії помножувача, який використовує цей метод, представлений в ідеалізованому вигляді на рис. 2.3. Операція множення реалізується за рахунок зміни коефіцієнта передачі диференціального каскаду із загальним емітером (транзистори VT1 і VT2) при зміні його робочого струму

ІІ У схемі, що розглядається, струм ІІ пропорційний напрузі U_y завдяки застосуванню струмового дзеркала (транзистори VT3 і VT4. Вихідна напруга:

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1}{r_e} U_x = \frac{qR_1}{2kT} U_x l_1, \quad (1.15)$$

де
$$r_e = \frac{2kT}{ql_1} \quad (1.16)$$

– диференціальний опір емітера (k – стала Больцмана, T – абсолютна температура, q – заряд електрона).

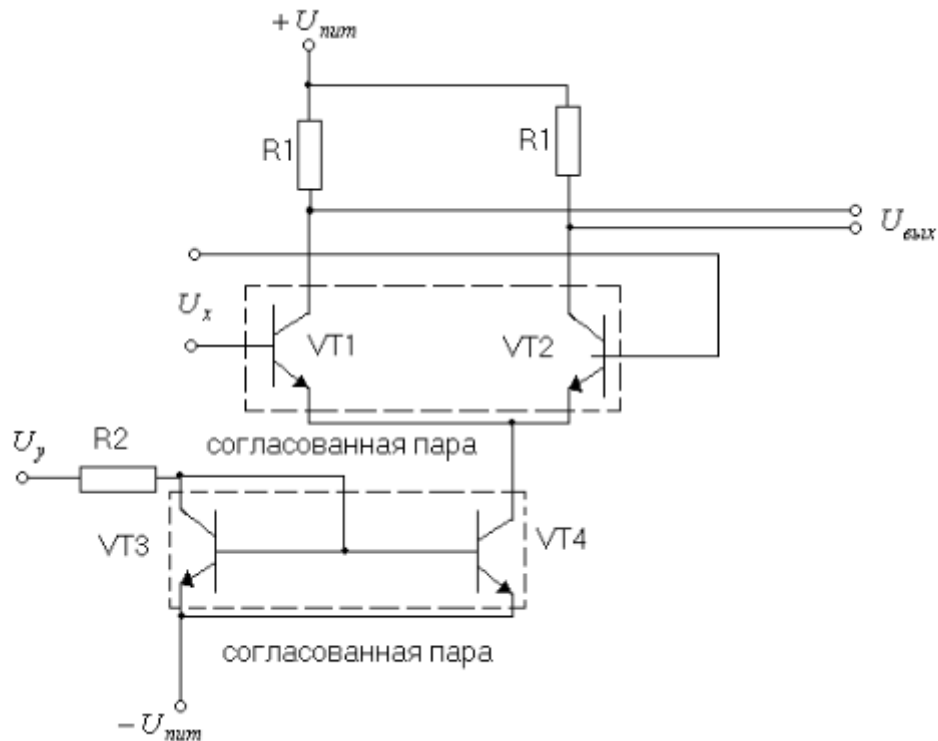


Рис. 2.8. Електрична схема помножувача напруги

Наведена схема (рис. 2.3.) має обмежене практичне застосування через властиві їй серйозні недоліки: вхідна напруга U_x має бути невеликою (десятки мілівольт), інакше схема стає нелінійною; вхідна напруга U_y має бути «прив'язана» до негативного джерела живлення $U_{\text{жива}}$ не до корпусу; коефіцієнт передачі помножувача залежить від температури[24].

Помножувачі на основі перетворювачів напруги струм можна використовувати як прості помножувачі невисокої точності. Сумарна похибка множення лежить у межах від 01 до 5%[15].

2.4. Помножувачі з використанням широтно-імпульсної модуляції

Цей метод заснований на реалізації функції добутку вхідних сигналів U_u і U_i шляхом використання цих сигналів для подвійної модуляції імпульсного сигналу. При цьому аналогові сигнали U_u і U_i лінійно перетворюються на частоту, період, амплітуду, шпаруватість імпульсного сигналу з подальшим інтегруванням. Найчастіше використовуються комбінації широтно-імпульсної та амплітудно-імпульсної модуляції (ШІМ-АІМ). На рис. 2.4.1 показана структурна схема ватметра, заснована на даному методі, та діаграми, що пояснюють принцип роботи.

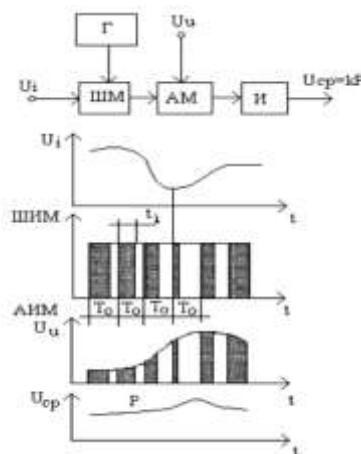


Рис. 2.9. Структурна схема ватметра на основі помножувача з використанням широтно-імпульсної модуляції.

При використанні ШІМ-АІМ у широтному модуляторі ШІМ вхідним сигналом U_i модулюється тривалість t імпульсів, що надходять від генератора Γ із частотою ω . З виходу ШІМ імпульси тривалістю

$$t_i = kU_i . \quad (1.17)$$

подаються на амплитудний модулятор АМ, где они модулюються по амплитуде сигналом $U_u(t)$ при:

$$T_o \rightarrow 0 . \quad (1.18)$$

площа кожного імпульсу на виході АМ пропорційна миттєвій потужності:

$$S(t) = kU_u U_i . \quad (1.19)$$

Напруга на виході інтегратора І пропорційно до середньої потужності. Застосування цифрових інтеграторів дозволяє легко створювати ватметри з цифровим відліком[27].

Модуляційному методу притаманні методична похибка, обумовлена кінцевим значенням тривалості циклу модуляції, що обмежує верхню межу частотного діапазону. Перспективність модуляційних методів виміру зростає з розвитком швидкодіючих мікроелектронних модуляторів та інших перетворювачів.

У Японії модуляційний метод використовується в еталоні одиниці електричної потужності, що відтворює одиницю потужності в діапазоні частот від 40 до 10000 Гц з невиключеною систематичною похибкою $\Theta = 0,01 \dots 0,2$ %.

2.5. Порівняльна таблиця основних схем помножувачів

Таблиця 1.1

Порівняльна таблиця основних схем помножувачів

Електромеханічний помножувач	Помножувач на основі керованого опору каналу польового транзистора	Логарифмічний помножувач	Помножувач на основі керованого джерела струму	Імпульсний помножувач
		Спосіб множення		
Взаємодія магнітних потоків електромагнітів та вихрових струмів, індукованих магнітними потоками в рухомій частині	Польовий транзистор використовується як керований напругою резистор, який змінює коефіцієнт передачі підсилювача	Сигнали логарифмуються, підсумовуються, а потім антилогарифмуються	Управління струмом одного або кількох диференціальних каскадів на біполярних транзисторах	Один із вхідних сигналів змінює тривалість імпульсу, другий – його амплітуду; вихідні імпульси фільтруються ФНЧ
		Сумарна похибка		

Продовження таблиці 1.1

Залежить від навантаження	Кілька процентів	0,1 % - 1 %	0,1 % - 5 %	Можна досягти похибки меншої, ніж 0,01%
		Частотна характеристика		
	До кількох мегагерц	Декілька сотен кілогерц	До кількох сотен мегагерц	До сотен герц
		Коментарії		
Широко застосовуються як лічильники електричної енергії в мережах змінного струму	Дуже прості та дешеві схеми, що вимагають узгоджених польових транзисторів. Для схем низької точності. Зазвичай працюють у двох квадрантах	Широко застосовується у промислових мікросхемах помножувачів. Можна множити чи ділити кілька сигналів	Широко застосовується у промислових мікросхемах помножувачів	Чудова точність, але тонка смуга частот. Дуже перспективний метод множення

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА ВИМІРЮВАЧА АКТИВНОЇ ЕНЕРГІЇ

3.1. Схема вимірювача активної енергії

Технічний результат полягає у зменшенні напруги зсуву нуля входу, температурного та тимчасового дрейфів напруги зміщення нуля входу, а також у зменшенні рівня низькочастотних шумів КМОП підсилювачів. В підсилювач, що включає вихідний КМОП підсилювач і вхідний диференціальний каскодний підсилювач, [31] в ланцюги затворів вхідних транзисторів включений крос-ключі, що комутують попарно стоки других пар транзисторів каскоду прямо або перехресно до затворів транзисторів вихідного підсилювача та затворів перших пар транзисторів каскоду. Результат може досягатися і тим, що вихідні крос-ключі включені в ланцюги витоків других пар транзисторів каскоду.

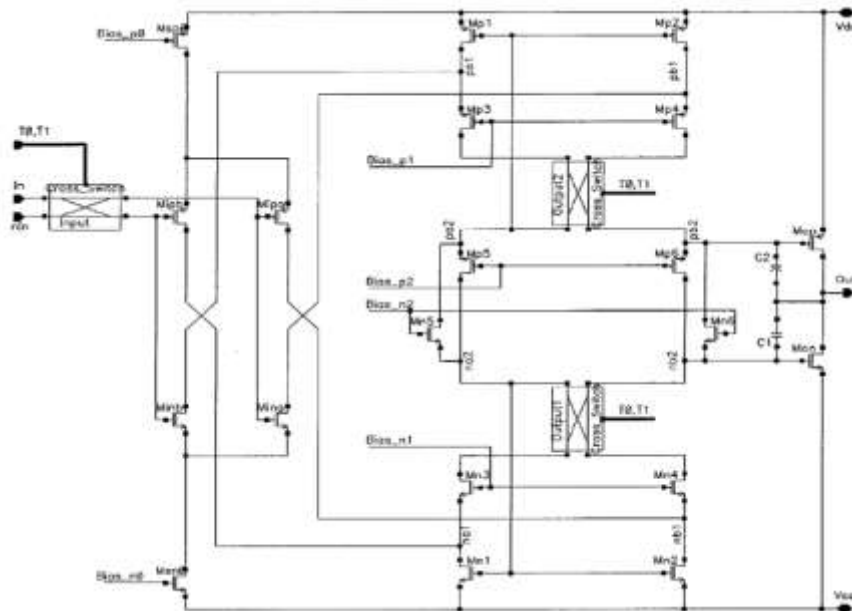


Рис. 3.1. Електрична схема вимірювача активної енергії

Прецизійний КМОП підсилювач, що включає вихідний КМОП підсилювач і вхідний диференціальний каскодний підсилювач, в якому інвертуючий і не інвертуючий входи підключені до затворів принаймні однієї пари вхідних МОП транзисторів принаймні одного типу провідності, стоки до вхідних тран пар і витоків другої пари транзисторів каскоду протилежного типу, витки перших пар транзисторів каскоду підключені до шин живлення, другої пари транзисторів каскоду підключені до джерел напруги зміщення або об'єднані з затворами перших пар транзисторів каскоду однойменного типу, стоки других пар транзисторів каскоду підключені до стоків першої пари джерел струму на транзисторах протилежного типу і до витоків другої пари джерел струму на транзисторах однойменного типу, а стоки транзисторів вихідного підсилювача об'єднані і утворюють вихід підсилювача, який відрізняється тим, що в ланцюги затворів вхідних транзисторів включений вхідний крос-ключ, що комутує попарно затвори вхідних транзисторів прямо або не інвертують входи підсилювача, а ланцюги стоків других пар транзисторів каскоду включені вихідні крос-ключі, комутують попарно стоки других пар транзисторів каскоду прямо або перехресно до затворів транзисторів вихідного підсилювача і затворів перших пар транзисторів каскоду[34].

Прецизійний КМОП підсилювач, який відрізняється тим, що вхідний крос-ключ включає 4 КМОП ключа, а вихідні крос-ключі включають по 4 транзистори, однойменного з комутованими транзисторами других пар каскоду типу, причому витки транзисторів кожного типу крос-ключ і підключені до двох входів ключа, стоки транзисторів кожного типу в крос-ключі об'єднані попарно і підключені до двох виходів ключа, а на затвори пар транзисторів крос-ключів одного типу, підключених до одного входу ключа, подають керуючі протифазні сигнали.

Прецизійний КМОП підсилювач, що включає вихідний КМОП підсилювач і вхідний диференціальний каскодний підсилювач, в якому

інвертуючий і не інвертуючий входи підключені до затворів принаймні однієї пари вхідних МОП транзисторів принаймні одного типу провідності, стоки до вхідних тран пари і витоків другої пари транзисторів каскоду протилежного типу, витки перших пар транзисторів каскоду підключені до шин харчування, другої пари транзисторів каскоду підключені до джерел напруги зміщення або об'єднані із затворами перших пар транзисторів каскоду однойменного типу, стоки других пар транзисторів каскоду підключені до стоків першої пари джерел струму на транзисторах протилежного типу і до витоків другої пари джерел струму на транзисторах однойменного типу, а стоки транзисторів вихідного підсилювача об'єднані і утворюють вихід підсилювача, який відрізняється тим, що в ланцюги затворів вхідних транзисторів включений вхідний крос-ключ, комутуючий попарно затвори вхідних транзи і не інвертуючому входам підсилювача, а ланцюги витоків других пар транзисторів каскоду включені вихідні крос-ключі, комутують попарно витки других пар транзисторів каскоду прямо або перехресно до відповідних об'єднаних стоків пар вхідних транзисторів і транзисторів. Прецизійний КМОП підсилювач, який відрізняється тим, що вхідний крос-ключ включає 4 КМОП ключа, а вихідні крос-ключі включають по 4 транзистори, однойменного з комутованими транзисторами других пар каскоду типу, причому витки транзисторів кожного типу крос-ключ і підключені до двох входів ключа, стоки транзисторів кожного типу в крос-ключі об'єднані попарно і підключені до двох виходів ключа, а на затвори пар транзисторів крос-ключів одного типу, підключених до одного входу ключа, подають керуючі протифазні сигнали. Відомо багато схем КМОП підсилювачів і схем їх включення для зменшення напруги зсуву, засновані на виділенні напруги зсуву під час спеціально виділеної фази корекції нуля, запам'ятовування величини цього зсуву на конденсаторі та віднімання його з вхідного сигналу у фазі звичайної роботи підсилювача[14].

Згадані вище схеми мають недоліки, пов'язані з тим, що для корекції зміщення нуля потрібна тимчасова фаза, під час якої підсилювач не виконує своєї функції обробки вхідного сигналу. Крім того, у схемах запам'ятовування зсуву нуля конденсатор підключений тільки до одного з входів підсилювача, що порушує диференціальність входів і призводить до помилок корекції нуля, пов'язаних з асиметрією проходження комутації перешкоди ключів на входи підсилювача.

Інші метод і схема корекції зміщення нуля використані серії прецизійних операційних підсилювачів MAX425, MAX426 фірми «Maxim», США (див. каталог фірми «Maxim» 1992, книга 1, стор.3-40, фіг.2). Відома схема корекції зміщення нуля наведена в узагальненому вигляді на фіг.1, де операційний підсилювач складається з диференціального підсилювача з диференціальним виходом і вихідного каскаду з диференціальним входом і уніполярним виходом. Між входами підсилювача та входами підсилювача, а також між виходами передпідсилювача та входами вихідного каскаду включені крос-ключі, що комутують попарно входи та виходи вхідного каскаду прямо або перехресно[12].

Це так званий метод «чоппер (chopper)-стабілізації», при якому пари входів і виходів диференціального передусилювача синхронно перекомутуються ключами прямо або перехресно, внаслідок чого помилка на виході диференціального підсилювача змінює знак. Якщо шпаруватість комутації 0.5, то усереднена у часі (на ємності навантаження підсилювача) помилка вихідного сигналу буде близька до нуля. При цьому підсилювач безперервно виконує свою функцію обробки вхідного сигналу, так як спеціальна фаза для вибірки та запам'ятовування нуля не потрібно. Недоліком відомої схеми є висока складність реалізації, оскільки ефективної корекції нуля необхідний високий коефіцієнт посилення підсилювача, що призводить до складності корекції амплітудно-частотної характеристики (АЧХ). У схемі, яка реально використана в підсилювачах MAX425, MAX426, принцип чоппер-

стабілізації використаний тільки для вхідних транзисторів передусилювача з явно недостатнім коефіцієнтом посилення (10-50). В результаті цього для досягнення реально малого зміщення нуля в цих підсилювачах була додатково використана схема цифрової корекції, що включає компаратор і два цифроаналогові перетворювачі 8 і 16 біт (див. вищезгаданий каталог фірми «Maxim» 1992, книга 1, стор.3-38 Фігура 1. Таким чином, відома схема підсилювача надзвичайно складна і має занадто велику площу кристала 8.74 кв.мм. Відомий КМОП підсилювач, наведений на фіг.2 заявки, включає вхідний диференціальний каскодний підсилювач, з двома вхідними диференціальними парами різних типів провідності та вихідний КМОП підсилювач. У вхідному диференціальному каскодному підсилювачі стоки пари вхідних транзисторів одного транзика. однойменного типу, другі стоки яких підключені до затворів транзисторів вихідного підсилювача однойменного типу, затвори других пар транзисторів каскоду підключені до джерел напруги зміщення, стоки других пар транзисторів каскоду підключені до стоків першої пари джерел струму на транзисторах протилежного типу і до витоків другої пари джерел струму на транзисторах однойменного типу до виходу операційного підсилювача.

Відомий підсилювач характеризується розширеними до рівнів позитивного та негативного живлення діапазонами вхідних синфазних сигналів та вихідних сигналів за рахунок використання двох вхідних диференціальних пар різних типів провідності та комплементарного вихідного каскаду з низьким вихідним опором. Крім того, каскодна схема вхідного підсилювача забезпечує відомому підсилювачу дуже високий коефіцієнт посилення. Основним недоліком цього підсилювача є підвищені зміщення нуля та його температурного та тимчасового дрейфу через дві вхідні диференціальні пари та вплив транзисторів каскаду. Крім того, зсув нуля підсилювача сильно залежить від синфазного рівня вхідних сигналів, особливо при синфазних вхідних напругах, що наближаються до напруг позитивного

або негативного живлення на величину, близьку до порогової напруги р- або n-канального МОП транзисторів відповідно. Це ускладнює корекцію зміщення нуля підсилювача описаними вище методами запам'ятовування напруги зміщення на конденсаторі, так як виділити і запам'ятати на конденсаторі можна тільки одне значення зміщення напруги для конкретного синфазного рівня. Ускладнена схема вхідного підсилювача веде також до підвищеного рівня вхідних низькочастотних (1/f) шумів, на які, крім вхідних, впливають транзистори каскоду[35].

Поставлена мета досягається тим, що в КМОП підсилювачі, що включає вихідний КМОП підсилювач і вхідний диференціальний каскодний підсилювач, в якому інвертуючий і не інвертуючий входи підключені до затворів принаймні однієї пари вхідних МОП транзисторів принаймні одного типу провідності типу підключені до відповідних стоків першої пари і витоків другої пари транзисторів каскоду підключені до одного зі стоків других пар транзисторів каскода вихідного підсилювача однойменного типу, затвори других пар транзисторів каскоду підключені до джерел напруги зміщення або об'єднані з затворами перших пар транзисторів каскоду однойменного типу, стоки других пар транзисторів каскоду підключені до стоків першої пари джерел струму на транзисторах протилежного типу і до витоків другої пари джерел струму на транзисторах однойменного типу, а стоки транзисторів вихідного підсилювача об'єднані і утворюють вихід підсилювача, в ланцюги затворів вхідних транзисторів включений вхідний крос-ключ, комутуючий попарно затвори вхідних транзисторів входам підсилювача, а ланцюги стоків других пар транзисторів каскоду включені вихідні крос-ключі, комутують попарно стоки других пар транзисторів каскоду прямо або перехресно до затворів транзисторів вихідного підсилювача і затворів перших пар транзисторів каскоду[26]. Поставлена мета досягається також і тим, що в аналогічному КМОП підсилювачі в ланцюги затворів вхідних транзисторів включений вхідних транзисторів -ключи, що комутують попарно виток

другої пари транзисторів каскоду прямо або перехресно до відповідних об'єднаних стоків пар вхідних транзисторів і транзисторів перших пар каскоду.

При цьому, в окремому випадку реалізації обох варіантів підсилювача, вхідний крос-ключ включає 4 КМОП ключа, а вихідні крос-ключі включають по 4 транзистори однойменного з комутованими транзисторами других пар каскоду типу, причому витки транзисторів кожного типу крос-ключа об'єднані до двох входів ключа, стоки транзисторів кожного типу в крос-ключі об'єднані попарно і підключені до двох виходів ключа, а на затвори пар транзисторів крос-ключів одного типу, підключених до одного входу ключа, подають керуючі протифазні сигнали.

На рис. 3.2. представлена описана раніше блок схема підсилювача, що реалізує відомий метод чоппер-стабілізації зміщення нуля, в якій між входами підсилювача і входами передусилювача включений вхідний крос-ключ, а між виходами підсилювача та входами вихідного підсилювача включений вихідний крос-ключ. Причому обидва крос-ключ синхронно комутують пару своїх входів з парою своїх виходів прямо або перехресно.

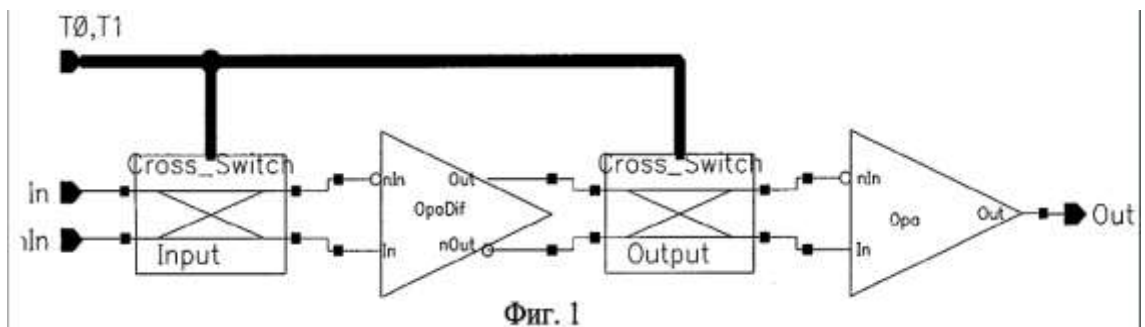


Рис 3.2. Блок схема підсилювача

На рис. 3.2. представлений приклад реалізації заявляється КМОП підсилювача відповідно до п.2 і 3, в якому вхідний крос-ключ включає 4 КМОП ключа, а вихідні крос-ключі, включені в ланцюги витоків других пар транзисторів каскоду, мають по 4 транзистора однойменного з комутованими

транзисторами другої пари каскоду типу. Наведена схема підсилювача включає всі необхідні для його роботи елементи та схеми формування напруги постійного зміщення. У цей підсилювач також додатково включені МОП транзистори - джерела струму (M_{nc1} , M_{nc2}), керуючі ними транзистори (M_{n21} , M_{n22}) і корекції входи ($Corr_{na}$, Con_{nb}) для корекції помилки узгодження транзистори - джерел струму (M_{n5} , M_{n6} і M_p каскоду).

Зміщення нуля має місце навіть для підсилювача з ідеально збалансованими парами ідентичних транзисторів за рахунок помилок схем розщеплення та перетворення сигналу на виході диференціального каскаду на уніполярний. Для зменшення впливу цих помилок у прецизійних підсилювачах необхідно збільшувати коефіцієнт посилення диференціального каскаду, оскільки напруга зміщення, викликане помилками наступних каскада підсилювача, ділиться на коефіцієнт посилення диференціального каскаду. Крім того, будь-які помилки узгодження параметрів пар ідентичних транзисторів вхідного диференціального каскаду, які неминучі при виготовленні реального підсилювача, також призводять до усунення нуля. Помилки узгодження параметрів пар ідентичних транзисторів вхідного диференціального каскаду мають найбільший вплив на зсув нуля та його залежності від рівня синфазного вхідного сигналу та температури, а також його нестабільності в часі. Причому тимчасова нестабільність зсуву нуля зазвичай характеризується наведеним до входу низькочастотним ($1/f$) шумом в діапазоні частот 0.01 до 1000 Гц або тимчасовим дрейфом зсуву протягом годин, днів та місяців роботи підсилювача. І низькочастотний вхідний шум і тимчасовий дрейф зміщення нуля визначаються флуктуаціями порогової напруги та крутизни МОП транзисторів у часі внаслідок тимчасової нестабільності ефективного заряду підзатворного діелектрика та межі кремній – діелектрик МОП транзисторів [31]. Природно, як і низькочастотний вхідний шум і тимчасова нестабільність зміщення нуля визначаються переважно вхідним диференціальним каскадом, оскільки вплив наступних каскадів

підсилювача поділяється на коефіцієнт посилення диференціального каскоду. Поставлена мета зменшення напруги зміщення нуля, його температурного і тимчасового дрейфу, а також низькочастотного шуму досягається введенням в заявляється підсилювач вхідного крос-ключа, що комутує попарно затвори вхідних транзисторів прямо або перехресно до інвертуючого і не інвертуючого входу. каскоду вихідних крос-ключів, що комутують попарно стоки других пар транзисторів каскоду прямо або перехресно до затворів транзисторів вихідного підсилювача та затворів перших пар транзисторів каскоду. При цьому на виході підсилювача формується тимчасова функція вихідного сигналу, залежно від вхідного:

$$V_{out}(t) = K_u \frac{V_{in}(t)+n(t) \cdot V_{offs_diff}(t)+V_{offs_out}(t)}{K_{udiff}}. \quad (1.20)$$

де K_u - коефіцієнт посилення всього підсилювача, охопленого зворотним зв'язком;

$V_{in}(t)$ – тимчасова функція вхідного сигналу;

функція $n(t)$ - набуває значення +1 при прямій комутації крос-ключів або -1 при перехресній комутації крос-ключів;

$V_{offs_diff}(t)$ - функція частини напруги усунення нуля, створеного помилками узгодження у вхідному диференціальному каскаді;

$V_{offs_out}(t)$ - функція частини напруги усунення нуля, створеного помилками узгодження джерел струму каскоду та вихідним підсилювачем;

K_{udiff} – коефіцієнт посилення вхідного диференціального каскаду. Очевидно, що усереднений за час, кратний числу періодів комутації крос-ключів вихідний сигнал дорівнює:

$$V_{out}(t) = K_u \left(\frac{V_{in}(t)+V_{offs_out}(t)}{K_{udiff}} \right). \quad (1.21)$$

ВИСНОВКИ

Введення помилки узгодження всіх пар транзисторів призводить за відсутності чоппер-стабілізації до появи дуже великого зсуву нуля 21,9 мВ, а також різкого зростання температурного дрейфу зміщення (23,8 мкВ/град). Включення чоппер-стабілізації значно зменшує ефективне зміщення нуля: у 350 разів (до 61,9 мкВ) для підсилювача за п.1, та у 110 разів (до 193,8 мкВ) для підсилювача за п.2. При цьому також значно зменшується температурний дрейф зсуву: до 0,08 мкВ/град для підсилювача п.1, і до 0,55 мкВ/г Незважаючи на значне зменшення зсуву нуля та його температурного дрейфу при введенні чоппер-стабілізації, можна ще більше знизити їх введенням корекції каскоду струму додатковими джерелами струму M_{nc1} , M_{pc1} . Так, при заданні у вхід корекції $Corr_na$ струму 111 на максимальні зміщення нуля та його температурні коефіцієнти значно зменшуються для обох підсилювачів. Зазначимо, що характеристики зміщення нуля та його температурного дрейфу для підсилювача за п.1 з неузгодженістю істотно кращі, ніж аналогічні параметри підсилювача за п.2, що обумовлено великим коефіцієнтом посилення вхідного каскаду до вихідних крос-ключів: для підсилювача за п.1 мінімальне посилення 56.2 дБ (вузли nb2, pb2), а для підсилювача п.2 мінімальне посилення 32.4 дБ (вузли nb1, pb1). Але незважаючи на гірші характеристики зі зміщення нуля та його температурного дрейфу, цей підсилювач може мати переваги швидкодії, так як частина ємностей корекції може бути підключена до вузлів nb1, pb1 низьким імпедансо рад для підсилювача п.2.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Гельвич Э.А., Лопин М.И. СВЧ усилители средней и большой мощности нового поколения // Радиотехника. - 1999. - № 4. - С. 18-31.
2. Новаковский С.В. Новый стандарт телевизионного вещания в США // Радиотехника. 1997. - № 11. - С. 36.
3. Завражнов Ю.В., Хвостов А.В. Высокочастотные усилители мощности радиопередатчиков // Радиотехника. 2000. - № 12. - С. 68 - 73.
4. Сеславский М.В. Стратегия развития телерадиовещания // Электросвязь. 2001. - № 1,-С. 9-12.
5. Никитин А., Исправников Ю. Усилители мощности ADVANTECH // Технологии и средства связи. 1999. - № 1. - С. 82 - 83.
6. Гребенников А.В., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. 2000 - № 5. - С. 83 - 86.
7. Гассанов Л.Г., Липатов А.А., Марков В.В., Могильченко Н.А. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. М.: Радио и связь, 1988. -288 с.
8. Малышев В.А. Бортовые активные устройства сверхвысоких частот. - Л.: Судостроение, 1990. 264 с.
9. Kajiwara Y., Hirakawa K., Sasaki K., etc. UHF high power transistor amplifier with high - dielectric substrate // NEC Res. & Develop. - 1977. - № 45.-P. 50-57.

10. Казанцев В.И., Французов О.Ю. Исследование нелинейных искажений в оконечных каскадах телевизионных передатчиков // Электронная техника. Сер. СВЧ техника. - 2000. - № 1. - С. 31 - 37.

11. Транзисторные усилители с высоким КПД: Общие условия реализации / Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В., Рудякова А.Н., Шевченко И.Н.

12. Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2000. - №5.-С. 5-8.

13. A new method for solving broadband matching problems / Dedicu H., Dehollain C., Neiryneck J., Rhodes G. // IEEE Trans. Circuits and Syst. 1994. -Vol. 41.-No. 9.-P. 561 -571.

14. Гребенников А.В., Никифоров В.В., Рыжиков А.Б. Мощные транзисторные усилительные модули для УКВ ЧМ и ТВ вещания // Электросвязь. 1996. - № 3.-С. 28-31.

15. Громов М.В., Петров Г.В. Исследование интермодуляционных искажений в СВЧ усилителях на полевых транзисторах с затвором Шотки // Радиотехника. 1984. - № 7. - С. 44 - 46.

16. Тихонов А.И. Сравнение двух методов анализа нелинейных явлений в резонансных усилителях // Радиотехника. 1981. - № 9. - С. 42 - 44.

17. Бабак Л.И. Синтез согласующих цепей и цепей связи транзисторных широкополосных усилителей по областям иммитанса // Радиотехника и электроника.- 1995.-Том 40.-Вып. 10.-С. 1550.- 1560.

18. Орлов С.И. Анализ и синтез СВЧ транзисторного усилителя с общим эмиттером // Радиотехника и электроника. 1997. - Том 42. - Вып. 43. -С. 328-333.

19. Бабак Л.И., Шевцов А.Н., Юсупов Р.Р. Пакет программ автоматизированного расчета транзисторных широкополосных и импульсных УВЧ-и СВЧ усилителей // Электронная техника. Сер. СВЧ техника. - 1993. - Вып. 3.-С. 60-63.

20. Ku W.H., Petersen W.K. Optimum gain bandwidth limitation of transistor amplifiers // IEEE Trans, - 1975. - Vol. CAS - 22. - No. 6 - P. 523 - 533.

21. Mellor D.J., Linvill J.G. Synthesis of interstage networks of prescribe gain versus frequency slopes // IEEE Trans. 1975. - Vol. MTT - 23. - No. 12. -P. 1013-1020.

22. Mellor D.J. Improved computer aided synthesis tools for the design of matching networks for wide - band microwave amplifiers // IEEE Trans. -1986. - Vol. MTT - 34. - No. 12.-P. 1276-1281.

23. Фурсаев М.А. Расчет электрических характеристик СВЧ усилителя мощности на биполярном транзисторе // Электронная техника. Сер. СВЧ - техника. - 1993. - Вып. 5 - 6. - С. 40 - 46.

24. Бабак Л.И. Методика определения зависимости волнового коэффициента передачи СВЧ транзистора от уровня входной мощности // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1995. - № 7. — С. 34 -40.

25. Бабак Л.И., Пушкарев В.П., Черкашин М.В. Расчет сверхширокополосных СВЧ усилителей с диссипативными корректирующими цепями // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1996. - № 11. - С. 20 - 28.

26. Бабак Л.И., Черкашин М.В. Синтез согласующе-выравнивающих цепей транзисторных широкополосных СВЧ усилителей // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1998. - № 10. - С. 49 -60.

27. Котляров В.Н. Линейный каскодный усилитель мощности диапазона 1,5-60 МГц // Радиотехника. 1995. - № 1 - 2. - С. 114 -115.

28. Малевич И.Ю. Линеаризация характеристик усилительных трактов // Радиотехника. 1995. - № 1 - 2. - С. 27 - 29.

29. Малевич И.Ю. Расчет высокочастотного усилителя с прямой связью // Радиотехника. 1995. - № 1 - 2. - С. 44 - 47.

30. Догадин Н.Б., Ногин В.Н. КПД усилителей со ступенчатым управлением // Радиотехника. 1996. - № 3. - С. 13-14.

31. Малевич И.Ю. Проектирование высоколинейных усилительных трактов с параллельной структурой // Радиотехника. 1997. - № 3. -С. 20-25.

32. Муравченко В.Л. Расчет коэффициентов гармоник при перенапряженном режиме работы усилителя мощности // Радиотехника. 1998. -№2.-С. 65 -66.

33. Ассессоров В.В., Кожевников В.А., Асеев Ю.Н., Гаганов В.В. Модули ВЧ усилителей мощности для портативных средств связи // Электросвязь. 1997. - № 7. - С. 21 - 22.

34. Проектирование широкополосных транзисторных усилителей мощности дециметрового диапазона / В.И. Говорухин, А.В. Громыко, Р.Е. Гренцион и др. // Сб. «Широкополосные усилительные и генераторные устройства ВЧ и СВЧ» Новосибирск: НЭТИ, 1985. - С. 18 -32.

35. Спиридонов А.Н., Шауро Г.С. Проектирование широкополосных транзисторных усилителей в диапазоне частот 1 . 3,2 ГГц с выходной мощностью 1 Вт // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. -1986.-Вып. 1.-С. 46-49.

36. Корчагин Ю.В. О стабилизации выходной мощности транзисторного усилителя при рассогласовании нагрузки // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. М.: Радио и связь, 1990. - Вып. 28. - С. 124 - 130.