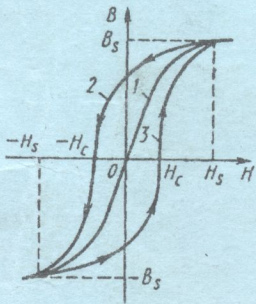


ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ
СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ І АВТОМАТИКИ

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЕЛЕМЕНТИ
АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ



$$B = \mu_0 \mu H; \quad \Phi = B \cdot s; \quad e = -ws \frac{dB}{dt};$$

$$H = \frac{1}{l} (I_1 w_1 + I_2 w_2 + \dots + I_n w_n) = \frac{F}{l};$$

$$\Phi = \frac{F}{R_{\mu 1} + R_{\mu 2} + \dots + R_{\mu n}}; \quad R_{\mu} = \frac{l}{\mu \cdot s}.$$

3108-18

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Вінницький державний технічний університет

А.С. ВАСЮРА

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ
СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ І АВТОМАТИКИ

**ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЕЛЕМЕНТИ
АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ**

НТБ ВНТУ



3108-18

681.51(075) В 20 2000

Васюра А.С. Електромагнітні елементи та при-

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів спеціальності 7.091401 "СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ І АВТОМАТИКИ". Протокол №5 від 28.01.1999 р.

Вінниця ВДТУ 2000



Васюра А.С. “Електромагнітні елементи та пристрої систем управління і автоматики”, ч. I. “Електромагнітні елементи аналогових пристроїв” /Навчальний посібник. – Вінниця:, ВДТУ, 2000. – 146 с. укр. мовою/.

В посібнику наведені відомості з теорії магнетизму, розглянуті питання теорії і розрахунку, параметри і характеристики, побудова і застосування електромагнітних елементів та пристроїв, які використовуються в сучасних системах управління і автоматики.

Для студентів вузів, що навчаються за спеціальністю “Системи управління і автоматики”. Може бути корисним для студентів споріднених спеціальностей та для інженерно-технічного персоналу відповідного профілю.

Лл. 95

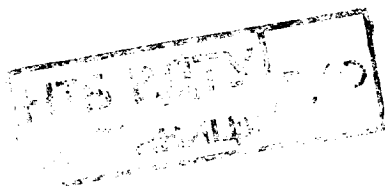
Табл. 3

Бібліогр. назв. 84

Рецензенти: В.М. Лисогор, д.т.н., проф.

О.П. Ропштейн, д.т.н., проф.

І.І. Хаймзон, д.т.н., проф.



Від автора

Перша частина навчального посібника “Електромагнітні елементи та пристрої систем управління і автоматики” – “Електромагнітні елементи аналогових пристроїв” є другою книгою з циклу п’яти навчальних посібників, призначених для вивчення курсу “Елементи та пристрої систем управління і автоматики”, який читається у Вінницькому державному технічному університеті студентам спеціальності “Системи управління і автоматики”.

Представлений посібник підтримує певний зв’язок із іншими курсами, що викладаються для студентів цієї спеціальності.

Необхідність видання навчального посібника обумовлена відсутністю сучасної навчально-методичної літератури, насамперед, україномовної для підготовки фахівців вказаного напрямку з курсу “Елементи та пристрої систем управління і автоматики”.

В навчальному посібнику розглянуті:

- класифікація електромагнітних елементів та пристроїв, функції, які вони виконують;
- короткі відомості про теорію магнетизму, доменну структуру і процеси перемагнічування;
- магнітні матеріали і вироби з феромагнетиків;
- статичні та динамічні характеристики магнітних осердь;
- основи розрахунків електричних кіл з магнітними осердями;
- магнітні підсилювальні пристрої;
- параметричні феромагнітні пристрої, електромагнітні пристрої електроживлення та енергозберігання.

Оскільки у фахівців з систем управління і автоматики, зазвичай, немає потреби конструювати та розраховувати елементи, тому головна увага приділяється будові, принципу дії, статичним та динамічним характеристикам елементів та пристроїв.

Завдання посібника полягає в тому, щоб підготувати студентів до розуміння процесів, які відбуваються в роботі електромагнітних елементів існуючих пристроїв, та самостійного засвоєння нових елементів і пристроїв, що неодмінно будуть з’являтися з подальшим розвитком і вдосконаленням систем управління і автоматики.

Автор висловлює щирю подяку студентам факультету автоматики та комп’ютерних систем управління ВДТУ за надану технічну допомогу при оформленні посібника, насамперед, *Мазур О., Медвідю Є., Мельничуку А., Білоусу В.* та іншим.

Зміст

Вступ	5
Розділ 1. Короткі відомості з теорії магнетизму і магнітних матеріалів	7
1.1. Магнітні властивості речовин	7
1.2. Доменна структура, статичні характеристики феромагнетиків	11
1.3. Магнітні матеріали	15
Контрольні запитання та завдання	27
Розділ 2. Магнітні підсилювачі	29
2.1. Нереверсивні магнітні підсилювачі (НМП)	29
2.1.1. Принцип дії магнітних підсилювачів	29
2.1.2. Схеми, параметри, характеристики НМП	36
2.1.3. Теорія ідеального магнітного підсилювача	43
2.2. Магнітні підсилювачі з зворотним зв'язком	54
2.2.1. Загальні відомості	54
2.2.2. Магнітний підсилювач з зовнішнім зворотним зв'язком	55
2.2.3. Магнітні підсилювачі з внутрішнім зворотним зв'язком	63
2.3. Реверсивні магнітні підсилювачі (РМП)	65
2.3.1. Загальні відомості	65
2.3.2. РМП з виходом на змінному струмі	67
2.3.3. РМП з виходом на постійному струмі	69
2.3.4. РМП з зворотним зв'язком	71
2.4. Основи розрахунку магнітних підсилювачів	74
2.5. Спеціальні магнітні підсилювачі	76
2.6. Магнітні модулятори (ММ)	87
2.7. Безконтактні магнітні реле (БМР)	94
Контрольні запитання та завдання	102
Розділ 3. Параметричні електромагнітні пристрої	104
3.1. Принцип побудови	104
3.2. Давачі напруги	108
3.3. Електромагнітні стабілізатори	109
3.4. Функціональні перетворювачі	114
3.5. Електромагнітні генератори, перетворювачі частоти та числа фаз	117
3.6. Електромагнітні формувачі та розподільники імпульсів	128
Контрольні запитання та завдання	140
Література	142

ВСТУП

Якість функціонування систем управління та автоматики в значній мірі залежить від використаної в них елементної бази.

Швидкий розвиток напівпровідникової техніки та досягнуті в цій галузі успіхи обумовили використання пристроїв, виконаних на інтегральних мікросхемах, які завдяки високій технологічності, малим розмірам, масі та енергоспоживанню в порівнянні з електромагнітними елементами та пристроями в багатьох випадках замінили їх. Однак і в наш час електромагнітні пристрої, як і раніше, широко використовуються поряд з іншими технічними засобами систем управління і автоматики, інформаційної та обчислювальної техніки. Застосування більш досконалих магнітних матеріалів, нових принципів побудови, мікромініатюризація та перехід на інтегральну технологію безумовно підвищують значимість таких переваг електромагнітних елементів, як висока надійність, радіаційна стійкість, можливість збереження інформації без споживання енергії та багаторазового зчитування інформації без її зруйнування, відсутність гальванічного зв'язку як між входами, так і між входами та виходом, стабільність вихідних характеристик в часі, висока спроможність до перевантажень, не критичність до зміни параметрів навколишнього середовища та коливань напруги і частоти джерела живлення, практично необмежена потужність, із зростанням якої ККД підвищується, і т. ін.

Ефективними та надійними є електромагнітні елементи та пристрої в екстремальних умовах експлуатації, зокрема, на автономних об'єктах.

Визначені переваги та особливості електромагнітних елементів дозволяють вирішувати специфічні завдання, які просто неможливо інколи вирішувати за допомогою інших елементів. В багатьох випадках вони можуть успішно конкурувати з пристроями, які виконані на іншій елементній базі. В ряді випадків оптимальне вирішення завдання проектування пристроїв систем автоматики, управління та контролю досягається спільним використанням електромагнітних та напівпровідникових елементів.

Сьогодні важко назвати технічну сферу діяльності, де б не використовувалися електромагнітні елементи та пристрої.

Для систематизації вивчення та виявлення основних ознак електромагнітних елементів доцільно їх класифікувати. Класифікація за будь-якою окремою ознакою не дає достатньо чіткої картини. Більш повне уявлення дають багатомірні класифікації.

Електромагнітні елементи та пристрої можна класифікувати таким чином:

За характером використання фізичних явищ та ефектів: параметричні; магнітномодуляційні; гістерезисні; гальваномагнітні; магнітномеханічні; магнітнооптичні; елементи, в яких використовують властивості доменної структури феромагнетика.

За функціональним призначенням: елементи та пристрої для фізичного та інформаційного перетворення сигналу; елементи для збереження інформації.

За сферами призначення: елементи вимірювальної, перетворювальної, інформаційної техніки; виконавчі та вихідні пристрої.

Обмежений обсяг книги не дозволяє, на жаль, розглянути абсолютну більшість елементів та пристроїв, які могли б проілюструвати широкі можливості вирішення розмаїття технічних завдань з використанням усіляких явищ, що виникають при намагнічуванні феромагнетиків, проте, автор намагався дати різноманітну та фундаментальну інформацію. При цьому в посібник не ввійшли повною мірою відомості про теорію магнетизму та електромагнетизму, параметричні пристрої, відомості про запам'ятовувальні пристрої на феромагнітних осердях. Хоча на думку фахівців, на відміну від напівпровідникової техніки для успішного вивчення електромагнітних і електромашинних пристроїв автоматики та практичної роботи з ними необхідно добре знати фізику і головні закономірності процесів, що відбуваються в таких пристроях.

Розділ 1. КОРОТКІ ВІДОМОСТІ З ТЕОРІЇ МАГНЕТИЗМУ І МАГНІТНИХ МАТЕРІАЛІВ

1.1. Магнітні властивості речовин

Перед тим, як розглянути природу магнітних властивостей речовини, нагадаємо одиниці магнітних величин у Міжнародній системі одиниць (СІ).

Магнітне поле прямолінійного провідника зі струмом I характеризується *напруженістю магнітного поля* (А/м): $H = I/(2\pi r)$, де r - відстань від провідника до точки, в якій визначається напруженість. Якщо струм проходить по обмотці з числом витків w , то він створює *намагнічувальну силу* (НС) (А): $F = Iw$. Якщо ця обмотка рівномірно намотана на феромагнітний магнітопровід з однаковим перетином s по всій його довжині l (наприклад, осердя кільцевої форми), то напруженість магнітного поля в магнітопроводі: $H = Iw/l$.

Під дією НС в магнітопроводі створюється *магнітний потік* Φ (Вб). Поряд з напруженістю магнітне поле характеризується *магнітною індукцією* B (Тл), яка визначається для рівномірного поля виразом: $B = \Phi/s$, де s - площа, через яку проходить магнітний потік.

Магнітна стала μ_0 (магнітна проникність вакууму) являє собою відношення магнітної індукції до напруженості магнітного поля у вакуумі: $\mu_0 = B/H$ і є фізичною константою, яка чисельно дорівнює $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Вб/м²·м/А або Гн/м. Напруженість зовнішнього магнітного поля не залежить від властивостей середовища (речовини), де створюється магнітний потік. Магнітна індукція визначається як напруженістю поля, так і властивостями речовини, що характеризується відносною магнітною проникністю μ , яка показує, в скільки разів проникність речовини більша або менша проникності вакууму.

Магнітна індукція в речовині:

$$B = \mu\mu_0 H. \quad (1.1.1)$$

Оскільки будь-який струм створює магнітний момент (А·м²), що визначається формулою $m = i \cdot s$, де i - струм, A ; s - площа, яка обтікається струмом, м², то електрон, який обертається по орбіті навколо ядра, має деякий орбітальний магнітний момент. Крім того, при русі по орбіті кожний електрон має властивість близьку до властивостей зарядженого тіла, що обертається навколо своєї осі. Цю властивість називають спіном електрона,

що зумовлює спіновий магнітний момент (рис. 1.1.1,а,б). У випадку

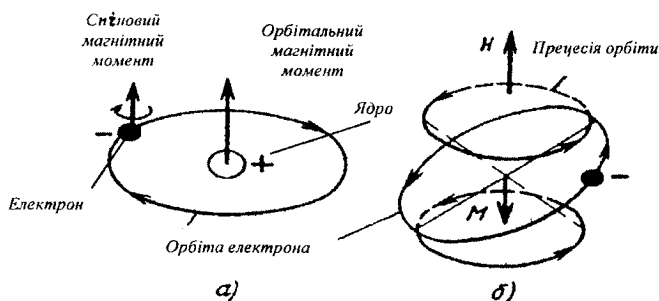


Рис 1.1.1. Магнітні моменти електрона в атомі

декількох електронів повний або власний магнітний момент атома визначається деякою сумою орбітальних і спінових моментів з урахуванням їх напрямків. Орбітальні і спінові магнітні моменти можуть мати лише один з двох можливих напрямків (узгоджений або протилежний). У тому випадку, коли вони направлені в протилежні боки, магнітні моменти пари електронів взаємно компенсуються. Це явище має місце в будь-якій повністю заповненій оболонці.

Магнітний момент одиниці об'єму речовини називають *намагніченістю* (A/m): $M = \sum m/V$, де $\sum m$ -сумарний момент атомів, що займають об'єм V . Намагніченість можна розглядати як напруженість, що утворюється мікродструмами електронних оболонок речовини. Тому індукцію в речовині можна уявити як

$$B = \mu_0 (H + M). \quad (1.1.2)$$

Часто вектори H і M мають однаковий напрямок. При цьому можна перейти до скалярного виразу. Якщо винести H за дужки, отримаємо:

$$B = \left(1 + \frac{M}{H}\right) \mu_0 H. \quad (1.1.3)$$

З порівняння (1.1.3) і (1.1.1) видно, що відносна магнітна проникність $\mu = 1 + M/H$. За значенням μ усі речовини поділяють на *діамагнетики*, *парамагнетики*, *феромагнетики*, *антиферомагнетики* і *феримагнетики*.

Якщо на атом діє зовнішнє магнітне поле H , то виникає прецесія орбіт електронів навколо вектора цього поля. Прецесія орбіти (на рис. 1.1.1,б пунктиром) еквівалентна деякому додатковому обертанню електрона, яке створює додатковий магнітний момент. За правилом Ленца цей ма-

гнітний момент завжди спрямований проти зовнішнього поля, що його викликало, і прагне послабити його. Це явище називають *діамагнетизмом*, і воно властиве атомам усіх речовин.

У *діамагнітних* речовин вектор намагніченості спрямований *назустріч* вектору напруженості зовнішнього поля (рис. 1.1.1, б), тому у них $\mu < 1$.

У *парамагнітних* (слабкомагнітних) речовин атоми мають відмінні від нуля власні магнітні моменти, які при відсутності зовнішнього поля орієнтовані рівноймовірно в усіх напрямках; тому середній магнітний момент речовини дорівнює нулю. При накладенні зовнішнього поля виникають сили, які переборюють дезорієнтовну дію теплового руху атомів та орієнтують магнітні моменти атомів за полем подібно до магнітних стрілок, що розташовані у зовнішньому полі. Тому у парамагнетиків загальна намагніченість *співпадає* з напрямком зовнішнього поля і $\mu > 1$.

У діамагнетиків і парамагнетиків намагніченість невелика і є *наведеною* зовнішнім полем намагніченістю та зникає разом із зникненням цього поля.

Феромагнетики – сильномагнітні речовини, в яких відносна магнітна проникність $\mu \gg 1$ і може досягати десятків і навіть сотень тисяч. З хімічно чистих елементів феромагнітні властивості мають тільки дев'ять; залізо, нікель, кобальт, гадоліній і при температурах значно нижче 0°C п'ять рідкоземельних елементів: ербій, диспрозій, тулій, гольмій і тербій. Проте чисельність феромагнітних матеріалів дуже велика, тому що до феромагнітних матеріалів відносяться сплави самих феромагнітних елементів і їхні сплави з неферомагнітними елементами. Крім того, відомі феромагнітні сплави з неферомагнітних елементів.

Фізичні експерименти показали, що *феромагнітні властивості визначаються* *нескомпенсованими спінами електронів*, розташованими в одному із внутрішніх шарів, який у феромагнетиків обов'язково заповнений неповністю. Як відомо, в більшості елементів внутрішні шари заповнені повністю, а зовнішній незаповнений шар у феромагнетиків, як і у всіх елементів, визначає валентність елемента в хімічних реакціях.

Нааявність нескомпенсованих спінів у внутрішніх шарах є необхідною, але недостатньою умовою феромагнетизму. Крім того, ізольовані один від одного атоми таких речовин не виявляють феромагнітних властивостей. Вони спостерігаються лише в кристалічному стані при обмінній взаємодії атомів у кристалі, коли електрони внутрішніх незаповнених шарів належать одночасно і своїм, і сусіднім атомам (атоми "обмінюються" електронами). Їхня взаємодія характеризується *інтегралом обміну*, величина і знак якого в значній мірі залежать від відносної відстані між атомами в кристалічній решітці. При позитивному значенні цього інтегралу обмінна взаємодія атомів призво-

дить до *паралельної* орієнтації некомпенсованих спінів, що зумовлює спонтанну (тобто самодовільну) намагніченість речовини M_s , яка характеризує його феромагнітні властивості. Термін "спонтанна" підкреслює, що ця намагніченість є наслідком сил міжатомної взаємодії, а не з'являється, як наведена намагніченість у діа- і парамагнетиків, лише в результаті впливу на речовину зовнішнього магнітного поля. При негативному значенні інтегралу обміну некомпенсовані спіни електронів встановлюються *антипаралельно* і, таким чином, взаємно компенсуються, так що власний магнітний момент речовини стає рівним нулю і спонтанна намагніченість відсутня. У цьому полягає явище антиферомагнетизму.

На рис. 1.1.2, де в дужках поруч із позначеннями елементів вказані числа некомпенсованих спінів, видно, що залізо, кобальт, нікель і гадоліній

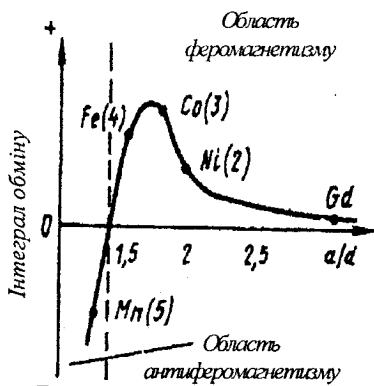


Рис. 1.1.2. Залежність інтегралу обміну від відношення відстані між атомами a до діаметра незаповненого шару d

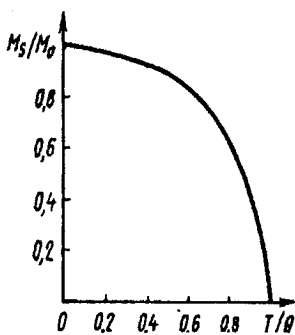


Рис. 1.1.3. Залежність спонтанної намагніченості від температури

мають феромагнітні властивості; а марганець, незважаючи на наявність п'ятьох некомпенсованих спінів, - антиферомагнітний. Межею областей *феромагнетизму* й *антиферомагнетизму* є відношення відстані між атомами a до діаметру незаповненого шару d , яке дорівнює 1,5. Цим пояснюється, зокрема, що марганець набуває феромагнітних властивостей у сплавах із таким феромагнітним елементом, як магній, атоми якого розсувають решітку марганцю, збільшуючи відстань між атомами. Так одержують магній-марганцеві ферити, які широко використовуються в запам'ятовувальних пристроях ЕОМ. Кристалічну решітку антиферомагнетика можна розглядати як решітку, що складається з двох підрешіток, які намагнічені протилежно (скомпен-

совані). У деяких речовин компенсація може виявитися неповною. Це явище, яке називається феримагнетизмом, призводить до того, що в феримагнетиках виникає деяка підсумкова спонтанна намагніченість (їх відносна магнітна проникність $\mu \gg 1$ і може досягати декількох тисяч). Тому феримагнітні матеріали - ферити, які складаються з оксидів металів, часто називають неметалевими феромагнетиками.

При підвищенні температури речовини енергія теплового руху прагне зруйнувати стан спонтанної намагніченості. При температурі, яку називають точкою Кюрі енергія теплового руху стає достатньою для подолання орієнтувальної дії обмінної енергії і речовина втрачає феромагнітні властивості (рис. 1.1.3).

1.2. Доменна структура, статичні характеристики феромагнетиків

При температурах нижче точки Кюрі, як впливає з рис. 1.1.3, феромагнітна речовина завжди (незалежно від того, є чи нема зовнішнього поля) характеризується *незмінною* для даної температури спонтанною намагніченістю M_s . У той же час навіть монокристал феромагнетика може бути або цілком розмагніченим, або намагніченим у більшій чи меншій мірі. Ці протиріччя пояснює *доменна теорія феромагнетизму*.

Відповідно до цієї теорії весь об'єм феромагнітного зразка ділиться на області, які називають доменами. Значення вектора намагніченості кожного домену дорівнює спонтанній, а напрямком векторів намагніченості сусідніх доменів різний і відповідає так званим напрямкам легкого намагнічення (наприклад, ребру куба, діагоналі куба і т.п.). У цілком розмагніченому феромагнетикі весь його об'єм поділений порівну між доменами з протилежно направленими векторами спонтанної намагніченості, тому його загальна намагніченість щодо зовнішнього середовища дорівнює нулю. Такому стану відповідає, наприклад, розподіл зразка на домени (рис. 1.2.1, *а*), при якому магнітні потоки замикаються всередині нього. При впливі на подібний зразок зовнішнього магнітного поля H його доменна структура змінюється. Відбувається збільшення об'єму доменів, вектор спонтанної намагніченості у яких більш близький до напрямку вектора H , за рахунок скорочення об'єму інших доменів (рис. 1.2.1, *б*). Внаслідок цього з'являється намагніченість зразка, що зростає із збільшенням поля, і все більша частина магнітного потоку замикається через повітря. Таке зміщення меж можливе доти, поки найбільш вигідно орієнтовані домени не поглинуть цілком домени, які орієнтовані менш ви-

гідно, і намагніченість M зразка не буде дорівнювати спонтанній намагніченості речовини. Між сусідніми доменами з різними напрямками намагніченості є перехідні шари, які називаються межами або стінками доменів, де відбувається поступове обертання вектора намагніченості від одного напрямку до іншого.

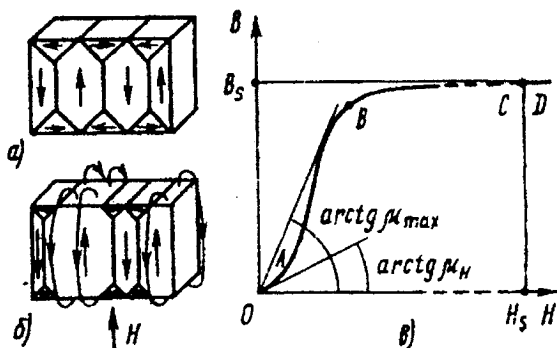


Рис.1.2.1. Доменна структура (а,б) і крива намагнічення зразка (в)

Проведені дослідження на монокристалах показали різноманітний характер залежності $M(H)$ в полях, які направлені вздовж різноманітних кристалографічних осей, що свідчить про існування магнітної анізотропії (розходження властивостей в різних напрямках) феромагнітних кристалів.

Основною характеристикою магнітного матеріалу є крива намагнічення, яку розуміють як залежність магнітної індукції B від напруженості зовнішнього поля H . Вигляд цієї кривої відповідає теорії доменної структури феромагнетиків.

У цілком розмагніченому матеріалі весь обсяг кристалів, що його складають, порівну поділений між доменами з протилежно спрямованими векторами спонтанної намагніченості M_s . Внаслідок цього намагніченість M , а отже і індукція щодо зовнішнього середовища дорівнюють нулю. При малих значеннях H на ділянці OA кривої намагнічення (рис. 1.2.1, в) зміни меж доменів відбуваються поступово і є оборотними, тобто зникають із зникненням зовнішнього поля. Нахил цієї ділянки визначається значенням початкової магнітної проникності μ_H . Із збільшенням зовнішнього поля (ділянка AB) зміна меж доменів відбувається стрибкоподібно. Вектори намагніченості стрибком повертаються в напрямок легкого намагнічення, що найбільш близький до

напрямку зовнішнього поля. Домени, що змінили напрямок намагніченості, зберігають новий напрямок після припинення дії поля; цим пояснюється явище *залишкового магнетизму*. Магнітний матеріал на ділянці *AB* характеризується *максимальною магнітною проникністю* μ_{max} (рис. 1.2.1, в). Подальше збільшення зовнішнього поля (ділянка *BC*) призводить до поступового повороту векторів намагніченості, які наближаються до напрямку поля. При цьому напрямок намагніченості відхиляється від осі легкого намагнічення; вектори *H* і *Ms* стають паралельними, матеріал насичується і його індукція:

$$B_s = \mu_0 (H_s + M_s). \quad (1.2.1)$$

Криву, яка наведена на рис. 1.2.1, в, називають *початковою кривою намагнічування*. Якщо після насичення матеріалу зменшити зовнішнє поле, то відбудеться зменшення індукції внаслідок обертання векторів *Ms* в бік найближчої осі легкого намагнічення. При $H=0$ вектори *Ms* приймуть напрямок легкого намагнічення, а індукція буде дорівнювати *залишковій індукції* *B_r* (рис. 1.2.2, а). Якщо створити зовнішнє поле протилежного (який розмагнічує) напрямку, то внаслідок необоротної стрибкоподібної зміни меж доменів відбувається подальше зменшення індукції. При значенні поля, яке дорівнює *коерцитивній силі* - *H_c*, індукція матеріалу дорівнює нулю. В полях, які більші (за абсолютним значенням) за коерцитивне, індукція стає негативною і досягає індукції насичення - *B_s*, при цьому вектори намагніченості всіх доме-

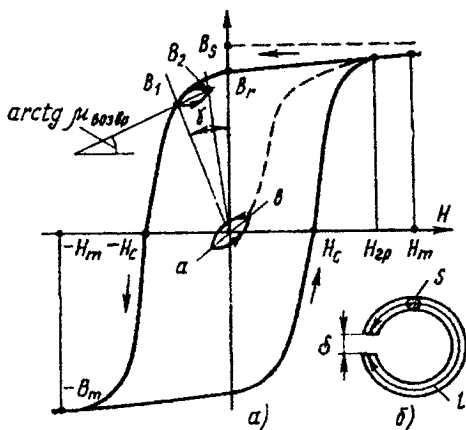


Рис. 1.2.2. Статичні петлі магнітного гістерезису

нів співпадуть за напрямком з негативним полем $-H_s$. При циклічній зміні напруженості зовнішнього поля H залежність $B=f(H)$ приймає вигляд *петлі магнітного гістерезису* (рис. 1.2.2, а). Після кількох достатньо повільних циклів зміни поля утворюється замкнена *статична петля*, яка називається *граничною*, якщо $H_m \rightarrow H_s$. При невеликих циклічних змінах напруженості індукція змінюється за *частинними циклами*, які розташовані всередині граничної петлі гістерезису. Якщо при цьому амплітуда індукції невелика і її зміни носять оборотний характер, то частинні цикли можна замінити прямою лінією, що відповідає магнітній проникності, яку називають *поворотною* або *оборотною* проникністю $\mu_{пов}$ (рис. 1.2.2, а). Якщо до того ж індукція не має постійної складової B_0 , то частинний цикл називається симетричним і може бути замінений прямою ab , яка характеризується проникністю, що близька до початкової.

При зниженні напруженості зовнішнього магнітного поля до нуля залишкова індукція дорівнює B_r тільки у випадку замкнутого магнітопроводу з перетином однаковим по всій довжині магнітної лінії. Якщо магнітопровід має повітряний проміжок δ (рис. 1.2.2, б), то індукція стає меншою за B_r . Сума HS повинна дорівнювати нулю, тому що відсутні зовнішні струми:

$$HI + H_\delta \delta = 0, \quad (1.2.2)$$

де $HI = F$ - HS магнітопроводу; $H_\delta \delta = F_\delta$ - HS повітряного проміжку.

Але тому, що в проміжку довжиною δ із перетином s_δ (який приблизно дорівнює перетину магнітопроводу s) існує потік з індукцією B , то

$$H_\delta \delta = \frac{B}{\mu_0} \delta. \quad (1.2.3)$$

З рівнянь (1.2.2) і (1.2.3) випливає, що

$$H = -H_\delta \frac{\delta}{l} = -B \frac{\delta}{\mu_0 l} = -Btg\gamma, \quad (1.2.4)$$

де $tg\gamma$ можна розглядати як магнітний опір повітряного проміжку, що приведений до довжини магнітопроводу.

Матеріали, у яких *коефіцієнт прямокутності*, тобто відношення

$$a = Br/B_m, \quad (1.2.5)$$

близький до одиниці, називають матеріалами з *прямокутною петлею магнітного гістерезису* (ППГ). Матеріали, у яких a значно менший за одиницю, називають матеріалами з *непрямокутною петлею гістерезису* (НПГ).

Найменше значення напруженості, при якому перемагнічення відбувається за циклом, близьким до граничного, називається *граничною напруженістю*

стю $H_{гр}$. При напруженості $H < H_{гр}$ матеріал перемагнічується за частинними циклами.

Залежність індукції матеріалу від напруженості магнітного поля визначається статичною петлею гістерезису тільки при достатньо повільних змінах напруженості. При достатньо швидкому перемагніченні може виявлятися вплив вихрових струмів у товщі магнітного матеріалу і вплив магнітної в'язкості.

Вихрові струми екранують внутрішній перетин магнітопроводу від дії зовнішнього поля і витискають змінний магнітний потік з цього перетину. Описане явище називають *поверхневим ефектом*; воно виявляється тим сильніше, чим вища частота перемагнічення і чим більші питомі провідність і магнітна проникність матеріалу, яка відповідає статичній петлі гістерезису. Для послаблення поверхневого ефекту магнітопроводи набирають з листового матеріалу, розділеного тонким шаром ізолятора (лак, оксид магнію і т.п.), що перешкоджає проходженню вихрових струмів.

Магнітна в'язкість виявляється в запізнюванні миттєвих значень індукції від її значень, які відповідають статичній петлі гістерезису (див. в наступній частині).

1.3. Магнітні матеріали

Для створення елементів та пристроїв систем управління і автоматики використовують магнітні матеріали, до яких, головним чином, виставляють такі вимоги:

1. Матеріал повинен легко намагнічуватися під дією постійного поля або однопольярного імпульсу поля та легко перемагнічуватися в змінному полі, тобто петля гістерезису повинна бути достатньо вузькою з малим значенням H_C і великим значенням μ . Такі вимоги дозволяють підвищити чутливість електромагнітних елементів.

2. Матеріал повинен мати велике значення індукції насичення B_S , тобто забезпечувати проникнення найбільшого магнітного потоку в осердя з відповідним поперечним перерізом. Виконання такої вимоги дозволяє одержати найменші габарити та масу пристрою, а якщо задані габарити – то найбільшу потужність або напругу на виході пристрою.

3. Під час роботи в змінному магнітному полі в матеріалі повинні бути найменші витрати, які утворюють вихрові струми, магнітна в'язкість та гістерезис, тому що вони визначають робочу температуру осердя та пристрою. Їх зниження не тільки підвищує ККД пристрою, а також дозволяє створити елементи, які працюють на підвищених частотах (400, 500, 1000 Гц і більше) та

мають значно більшу швидкодію та менші габарити і масу, ніж елементи, що живляться напругою промислової частоти 50 Гц.

Окрім перерахованих головних вимог до магнітних матеріалів, які використовуються в тих чи інших електромагнітних пристроях, виставляють специфічні вимоги.

Так, для покращення температурної стабільності (незмінності магнітних властивостей при зміні температури навколишнього середовища) важливо, щоб точка Кюрі матеріалу була якомога вище.

Чим ближче до одиниці коефіцієнт прямокутності матеріалу, тим лінійніша залежність вихідного сигналу від вхідного, тим легше розпізнаються сигнали в цифрових пристроях.

Яскраво виявлена магнітна анізотропія підвищує якість пристроїв на тонких магнітних плівках, а висока чистота кристалічної структури матеріалу є необхідною умовою створення пристроїв на циліндричних магнітних доменах.

Магнітні матеріали можна розділити на *магнітно-тверді*, для яких напруженість H_c складає десятки та сотні ампер на сантиметр і *магнітно-м'які* з напруженістю H_c в десяті і соті частки ампера на сантиметр. Магнітно-тверді матеріали використовують для виготовлення постійних магнітів, магнітно-м'які - для виготовлення елементів, у яких поле створюється струмами, що проходять по обмотках.

Для створення елементів і пристроїв СУА застосовують, головним чином, магнітно-м'які матеріали. Магнітно-тверді порошкові матеріали входять у феролаки, якими покривають магнітні стрічки і диски.

Магнітно-м'які матеріали, можна поділити на три групи: електротехнічні сталі, сплави на основі заліза з іншими металами (нікель, кобальт, алюміній) і ферити (неметалеві феромагнетики).

Електротехнічні сталі найбільш дешеві матеріали, мають великі індукції насичення (порядку 1,8...2,3 Тл), і це дозволяє створювати з них компактні і дешеві електромагнітні елементи. Але через відносно велику (у порівнянні з залізонікелевими сплавами) коерцитивну силу електротехнічної сталі (порядку $0,1 \div 0,5$ А/см) чутливість сталевих елементів до змін зовнішнього поля, яке утворюється обмотками, невелика.

Залізонікелеві сплави (пермалої) дорожчі за сталеві в 15-20 разів, мають меншу індукцію насичення, але дозволяють одержувати високочутливі магнітні елементи за рахунок малої коерцитивної сили і високої початкової магнітної проникності. Залізонікелеві сплави виготовляють у вигляді листів або стрічок. Товщина стрічки іноді досягає декількох мікрометрів.

Залізоалюмінієві сплави 16ЮХ і 16ЮМ, які містять в своєму складі 16% алюмінію, за магнітними властивостями не поступаються пермалою, але мають підвищену (у 10...20 разів більшу, ніж у пермалої) зносостійкість. Їх широко застосовують для виготовлення магнітних голо-

вок в пристроях магнітного запису, де в процесі роботи головка безупинно треться об поверхню стрічки.

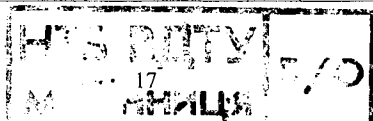
Ферити - це неметалеві магнітні матеріали (тверді розчини), виготовлені із суміші оксидів заліза з оксидами магнію, міді, марганцю, нікелю та інших металів. Загальна формула феритів має вигляд $MeO \cdot Fe_2O_3$, де *Me* - будь-який метал.

Оксиди подрібнюють на маленькі шматки і змішують у визначеній пропорції. Магнітопроводи необхідних розмірів і конфігурацій пресують з отриманої суміші при тиску $10-30 \text{ кН/см}^2$ ($1-3 \text{ т/см}^2$) і випалюють при температурі $1200-1400 \text{ }^\circ\text{C}$. Готові магнітопроводи сіро-чорного кольору мають високу твердість, але досить крихкі. Обмотки звичайно намотують без посередньо на феритові магнітопроводи без додаткової ізоляції останніх. Питомий

Таблиця 1.3.1

Параметри магнітних матеріалів (Держстандарт 10160-62)

Матеріал	Марка	H _c , А/см	B _s , Тл	μ _n	μ _{max}	А	Точка Кюрі θ, °С
Електро- технічні сталі	Е	—	2,30	—	4000	—	—
	Е 41	0,35	1,90	300	6000	—	700
	Е320	0,10	2,00	800	30000	—	750
	Е380	0,08	2,00	1500	50000	—	750
Пермалої	50НП	0,20	1,50	—	80000	0,93	500
	65НП	0,04	1,35	—	400000	0,97	600
	79НМ	0,015	0,85	25000	140000	—	450
	80НХС	0,015	0,70	40000	175000	—	330
Залізо- алюмінієвий сплав	16ЮХ	0,30	0,85	15000	140000	—	—
Магнісно- марганцеві ферити	0,12ВТ	0,10	0,23	—	—	0,91	140
	0,16ВТ	0,12	0,22	—	—	0,93	145
	1,3ВТ	1,00	0,26	—	—	0,91	280
	2ВТ	1,60	0,19	—	—	0,92	290
	4ВТ	3,78	0,17	—	—	0,86	290
Літій- натрієвий ферит	101П	4,0	0,24	—	—	0,90	630



електричний опір феритів у мільйони разів більший ніж у металевих феромагнетиків, що практично усуває вихрові струми. Це дозволяє перемагнічувати ферити з частотою в сотні кілогерц і забезпечувати високу швидкість виконання операцій сучасних керувальних і обчислювальних машин. Найбільш поширені магнієво-марганцеві ферити марок *BT (1.3BT, 0,16BT і ін.)*. Вони мають відносно низьку точку Кюрі ($140\text{--}300\text{ }^\circ\text{C}$), що зумовлює значну зміну їхніх магнітних параметрів при нагріванні. Ферити на базі літїю, з точкою Кюрі $630\text{ }^\circ\text{C}$, мають значно кращі температурні характеристики. Для магнітопроводів цифрових пристроїв широко застосовують *біферити*, тобто ферити з двома металами, наприклад магнієво-марганцеві або літїє-натрієві ферити, а також *поліферити*, які є твердими розчинами трьох і більше феритів.

У табл. 1.3.1. наведені параметри деяких магнітних матеріалів.

Магнітно-тверді матеріали. Магнітно-тверді матеріали, як вже зазначалось, застосовують:

- для виготовлення постійних магнітів;
- для запису інформації (наприклад, для звукозапису).

При оцінці властивостей магнітно-твердих матеріалів можуть виявитися істотними механічні властивості (міцність), оброблюваність матеріалу в процесі виробництва, а також щільність, питомий електричний опір, вартість і ін. Особливо важливе у деяких випадках питання стабільності магнітних властивостей.

Найважливішими матеріалами для постійних магнітів є сплави Fe-Ni-Al. Велику роль в утворенні висококоерцитивного стану цих сплавів грає механізм дисперсійного твердіння.

Такі матеріали мають велике значення коерцитивної сили, тому що їх намагнічування відбувається в основному за рахунок процесів обертання.

Сплави Fe-Ni-Al без легуючих елементів не застосовують через їх порівняно низькі магнітні властивості. Найбільше поширеними є сплави, леговані міддю і кобальтом. Висококобальтові сплави, що містять більше 15% Co, як правило, використовують з магнітною або з магнітною і кристалічною текстурою.

Магнітна текстура є результатом термомагнітної обробки, що полягає в охолодженні в магнітному полі з напруженістю $160\text{--}280\text{ кА/м}$ сплаву від високих температур ($1250\text{--}1300^0\text{ }^\circ\text{C}$) до приблизно $500^0\text{ }^\circ\text{C}$. При цьому зростання магнітних характеристик відбувається лише в напрямку дії поля, тобто матеріал стає магнітно-анізотропним.

Подальше істотне підвищення магнітних властивостей сплавів Fe-Ni-Al-(Co) можливе створенням магнітів із макроструктурою у вигляді стовпчастих кристалів. Кристалічну структуру одержують у процесі особливих умов охолодження сплаву.

У табл. 1.3.2. наведені різноманітні характеристики цих матеріалів.

Таблиця 1.3.2.

Характеристики магнітно-твердих матеріалів

Магнітні властивості сплавів (ДЕРЖСТАНДАРТ 17809-72) Марки	W_{\max} , кДж/м ³ не менше	H_c , кА/м не менше	B_r , Тл не менше	Тип кристалічної структури
ЮНД4	3.6	40	0.50	Рівновісна
ЮНД8	5.1	44	0.60	
ЮНТС	4.0	58	0.43	
ЮНДК15	6.0	48	0.75	
ЮНДК18	9.7	55	0.90	
ЮНДК18С	14	44	1.10	Рівновісна
ЮН13ДК24С	18	36	1.30	
ЮН13ДК24	18	40	1.25	
ЮН14ДК24	18	48	1.20	
ЮН15ДК24	18	52	1.15	
ЮН14ДК24Т2	15	60	1.10	
ЮН13ДК25А	28	44	1.40	Стовпчаста
ЮН14ДК25А	28	52	1.35	
ЮН13ДК25БА	28	48	1.40	
ЮН14ДК25БА	28	58	1.30	
ЮН15ДК25БА	28	62	1.25	
ЮНДК31Т3БА	32	92	1.15	
ЮНДК34Т5	14	92	0.75	Рівновісна
ЮНДК35Т5Б	16	96	0.75	
ЮНДК35Т5	18	110	0.75	
ЮНДК35Т5БА	36	110	1.02	Стовпчаста
ЮНДК35Т5АА	40	115	1.05	Монокристалічна
ЮНДК38Т7	18	135	0.75	Рівновісна
ЮНДК40Т8	18	145	0.70	Рівновісна
ЮНДК40Т8АА	32	145	.90	Монокристалічна

Примітка. В позначеннях марок сплавів букви означають: Б - ніобій; Д - мідь; К - кобальт; Н - нікель; С - кремній (силіцій); Т - титан; Ю - алюміній; А - стовпчаста кристалічна структура; АА - монокристалічна структура; цифри вказують відсотковий вміст елемента.

Наведемо стислі рекомендації на вибір марок сплавів. Безкобальтові сплави (ЮНД та ін.) є найдешевші, їх властивості відносно низькі. Сплави ЮНДК15 і ЮНДК18 застосовують, коли потрібні відносно високі магнітні властивості і матеріал не повинен мати магнітну анізотропію. Сплави, що містять 24% Со (ЮН13ДК24 та ін.), мають високі магнітні властивості в напрямку магнітної текстури, добре технологічно освоєні і мають широке застосування.

Сплави зі спрямованою кристалізацією, наприклад ЮН13ДК25БА, та ін., мають найбільшу W_{\max} і, отже, можуть забезпечити найменші масу і габарити магнітних систем.

У тих випадках, коли система розімкнена, застосовують сплави з найбільш високою H_c , наприклад титанистий сплав ЮНДК35Т5.

Сплави з монокристалевою структурою (ЮНДК35Т5АА та ЮНДК40Т8АА) в порівнянні зі сплавами з спрямованою кристалізацією мають такі переваги: більш високі магнітні властивості за рахунок подальшого удосконалення структури; наявність трьох взаємно перпендикулярних напрямків, у яких властивості оптимальні; кращі механічні властивості.

Основні недоліки сплавів Fe-Ni-Al-(Co) - погані механічні властивості (високі твердість і тендітність), що значно ускладнює їх механічну обробку.

Магніти з порошків. Магніти, які одержують методами порошкової металургії, можна поділити на металокерамічні, металопластичні та оксидні.

Для перших двох груп фізичні процеси утворення висококоерцитивного стану залежать від тих же причин, що і для монолітних магнітів; для двох інших груп необхідною умовою одержання висококоерцитивних властивостей є здрібнений до визначеного ступеня дисперсії стан, якому відповідає однодоменна структура.

Металокерамічні магніти одержують із металевих порошків пресуванням їх без матеріалу, що їх зв'язує, і спіканням при високій температурі. За магнітними властивостями вони лише трохи поступаються литим магнітам, але дорожчі за останніх.

Металопластичні магніти виготовляють, як і металокерамічні, із металевих порошків, але пресують їх разом з ізолюючою зв'язкою і піддають нагріванню до невисокої температури, необхідної для полімеризації речовини, що їх зв'язує. У порівнянні з вилитими магнітами вони мають знижені магнітні властивості, але мають великий електричний опір, малу щільність і відносно дешеві.

Серед окисних магнітів практичне значення мають магніти на основі феритів барію і кобальту.

Барієві магніти. Промисловість випускає дві групи барієвих магнітів: ізотропні (БИ) і анізотропні (БА).

Магнітні параметри барієвих магнітів наведені в табл. 1.3.3.

Барієві магніти в порівнянні з вилитими мають дуже велику коерцитивну силу і малу залишкову індукцію. Питомий електричний опір ρ барієвих магнітів у мільйони разів вищий, ніж ρ металевих матеріалів, що дозволяє використовувати барієві магніти в магнітних колах, які піддаються впливу полів високої частоти. Барієві магніти не містять дефіцитних і дорогих матеріалів, вони приблизно в 10 разів дешевші ніж магніти із ЮНДК24.

Таблиця 1.3.3

Магнітні параметри магнітно-твердих феритів

Марка, нове (старе) позначення	B_r , Тл	H_c , кА/м	MH_c , кА/м	W_{max} , кДж/м ³
4БІ145	,17	95	145	2.0
6БІ240(1БІ)	0,19	125	240	3.0
7БІ215(1БІС)	0,21	125	215	3.5
7БІ300(1БІ2)	0,20	135	300	3.5
9БА205(1БАР)	0,24	135	205	4.5
14БА255	0,29	185	255	7.0
15БА300(2БА1)	0,30	200	300	7.5
16БА190(2БА)	0,30	185	190	8.0
18БА220(2.3БА)	0,33	210	220	9.0
18БА300	0,32	220	300	9.0
19БА260(2.4БА)	0,33	225	260	9.5
22БА220(2.8БА)	0,36	215	220	11.0
24БА210(3БА1)	0,37	205	210	12.0
25БА150(3БА)	0,38	145	150	12.5
25БА170(3.1БА)	0,38	165	170	12.5
28БА170(3.5БА1)	0,39	165	170	14.0
28БА190(3.5БА)	0,39	185	190	14.0
21СА320(2.6СА)	0,34	240	320	10.5
24СА200	0,37	195	200	12.0
27СА220(3.4СА)	0,38	215	220	13.5
28СА250	0,39	240	250	14.0
22РА220	0,36	215	220	11.0
25РА150	0,38	145	150	12.5
25РА170	0,38	165	170	12.5
28РА180	0,39	175	180	14.0
30РА190	0,40	185	190	15.0

Примітка. Букви в марках феритів означають: Б - барієвий; С - стронцієвий; Р - що містить рідкоземельні домішки; І - ізотропний; А - анізотропний ферит.

До недоліків барієвих магнітів варто віднести погані механічні властивості (високі тендітність і твердість) і, саме головне, велику залежність магнітних властивостей від температури. Температурний коефіцієнт залишкової магнітної індукції $T_K B_r$ барієвих магнітів приблизно в 10 разів більший, ніж $T_K B_r$ литих магнітів. Крім того, барієві магніти мають незворотність властивостей при охолодженні, тобто мають більш високу температурну стабільність, ніж барієві. Проте і вони мають температурний гістерезис, але він з'являється не в області негативних температур, як у барієвих магнітів, а при позитивних температурах (при нагріванні понад 80°C).

Інші матеріали для постійних магнітів.

Мартенситні сталі. Мартенситом називають вид мікроструктури сталі, що одержується при її загартуванні. Утворення мартенситу супроводжується значними об'ємними змінами, створенням великої внутрішньої напруги ґратки і виникненням великих значень коерцитивної сили.

Мартенситні сталі почали застосовувати для виготовлення постійних магнітів раніше інших матеріалів. В даний час їх використовують порівняно мало через низькі магнітні властивості. Проте цілком від них ще не відмовилися, тому що вони недорогі і допускають механічну обробку на металорізальних верстатах.

Сплави, що пластично деформуються. Ці сплави мають високі у відношенні механічної обробки властивості. Вони добре штамнуються, ріжуться ножицями, обробляються на металорізальних верстатах. Зі сплавів, що пластично деформуються, можна виготовити стрічки, пластини, листи, дріт. В окремих випадках (при виготовленні дрібних магнітів складної конфігурації) доцільно застосування металокерамічної технології. Марок сплавів, що пластично деформуються багато, і фізичні процеси, завдяки яким вони мають високі магнітні властивості, різноманітні. Найбільш поширені сплави куніфе (Cu-Ni-Fe) і вікалої (Co-V). Сплави куніфе анізотропні, намагнічуються в напрямку прокатування, часто застосовуються у вигляді дроту малих товщин, а також штампування. Вікалою застосовують для виготовлення дуже дрібних магнітів складної або ажурної конфігурації і як високоміцні магнітні стрічки або дріт.

Сплави на основі благородних металів. До них відносяться сплави срібла з марганцем і алюмінієм (сільманал) і сплави платини з залізом (77,8% Pt; 22,2% Fe) або платини з кобальтом (76,7% Pt; 23,3% Co). Матеріали цієї групи, особливо ті, що містять платину, дуже дорогі, тому їх застосовують тільки для надмінійорних магнітів масою в декілька міліграмів. При виготовленні магнітів із усіх сплавів цієї групи широко використовують металокерамічну технологію.

Еластичні магніти. Як відзначалося, найважливішим недоліком основних груп матеріалів для постійних магнітів - литих сплавів і магнітотвердих

феритів – є їх погані механічні властивості (високі твердість і крихкість). Застосування ж сплавів, що пластично деформуються обмежено їх високою вартістю. Останнім часом з'явилися магніти на гумовій основі. Вони можуть бути будь-якої форми, що дозволяє технологія гуми – у вигляді шнурів, довгих смуг, листів і т.п. Такий матеріал легко ріжеться ножицями, штампується, згинається, скручується. Відоме застосування “магнітної гуми” як листів магнітної пам'яті для обчислювальних машин, магнітів для систем відхилення в телебаченні, магнітів, що корегують, та ін.

Еластичні магніти виготовляють із гуми і дрібного порошку магнітотвердого матеріалу (наповнювач). Як наповнювач найчастіше використовують ферит барію.

Матеріали для магнітних стрічок. Під магнітними стрічками розуміють носії магнітного запису інформації. Найбільше поширення мають суцільні металеві стрічки з нержавіючої сталі, біметалічні стрічки і стрічки на пластмасовій основі з порошковим робочим прошарком. Суцільні металеві стрічки використовують, головним чином, в спеціальних цілях і при роботі в широкому температурному діапазоні; стрічки на пластмасовій основі мають більш широке застосування. Основне призначення носія магнітного запису полягає в створенні на поверхні відтворювальної головки магнітного поля, напруженість якого змінюється (при протяжці стрічки) у часі так само, як і сигнал, що записується. Властивості стрічок із покриттям магнітними порошками істотно залежать не тільки від властивостей вихідних матеріалів, але і від ступеня здрібнювання часток, об'ємної щільності магнітного матеріалу в робочому прошарку, орієнтації часток при наявності в них анізотропії форми і т.п.

Робочий прошарок (або товщина металевої стрічки) повинен бути якомога тоншим, а сама стрічка – гладкою і гнучкою для забезпечення максимальної взаємодії (магнітного контакту) між магнітними матеріалами стрічки і головки. Залишкова намагніченість матеріалу повинна бути можливо більш високою.

До коерцитивної сили пред'являють суперечливі вимоги: для зменшення саморозмагнічування необхідно по можливості більш високе значення H_c (не менше 24 кА/м), а для полегшення процесу стирання запису бажана мала H_c . Вимоги високої залишкової намагніченості і мінімальної чутливості до саморозмагнічування найкращим чином задовольняються при прямокутній формі ділянки розмагнічувальної петлі гістерезису, тобто бажано мати максимальне значення коефіцієнта опуклості. Температурні й інші зміни магнітних властивостей матеріалу стрічки повинні бути найменшими.

Промисловість випускає магнітофонні стрічки зі сплаву, що не іржавіє, ЕП-31А і біметалу ЕП-352/353. Стрічки мають товщину 0,005-0,01 мм; $H_c = 24 - 40$ кА/м; $B_r = 0,08$ Тл.

Вітчизняні стрічки на пластмасовій основі виготовляють переважно типів А2601-6 (тип 6 – для студійних магнітофонів) і А4402 - 6 (тип 10 – для побутових і репортажних). У відповідності до Держстандарту у позначеннях стрічок використовують таке: перший елемент – буквенний індекс означає призначення стрічки: А - звукозапис, Т - відеозапис, В - обчислювальна техніка, И - точний запис; другий елемент - цифровий індекс (від 0 до 9), позначає матеріал основи: 2 - діацетилцелюлоза, 3 - триацетилцелюлоза, 4 - поліетилентерефталат (лавсан); третій елемент - цифровий індекс (від 0 до 9), означає товщину стрічки: 2 - 18 мкм, 3- 27 мкм, 4- 36 мкм, 6 - 55 мкм, 9- понад 100 мкм; четвертий елемент - цифровий індекс (від 01 до 99), означає номер технологічної розробки; п'ятий елемент - числове значення номінальної ширини стрічки в міліметрах. Після п'ятого елемента повинен бути додатковий буквенний індекс: П – для перфорованих стрічок; Р – для стрічок, що використовуються у радіомовленні; Б - для стрічок до побутових магнітофонів.

Як матеріали для магнітних порошоків знаходять застосування: ферит заліза (магнетит), ферит кобальту, двоокис хрому та ін. Кожний із них має свої переваги і недоліки. Найбільше застосування одержав гамма-окис заліза (γ - Fe_2O_3) голчастої форми довжиною часток біля 0,4 мкм і відношенням довжини до діаметра, приблизно рівним трьом. Одержують порошок (γ - Fe_2O_3) за рахунок окислення магнетита (ферита заліза) $FeO \cdot Fe_2O_3$ нагріванням його на повітрі при температурі біля $150^\circ C$.

Виготовлення магнітних стрічок може бути різноманітним. Найчастіше робочий прошарок (магнітний лак) наносять на готову основу, наприклад, поливом лаку з фільсери. Магнітний лак готується заздалегідь і складається з магнітного порошку, зв'язувальної речовини, розчинника, пластифікатора і різноманітних добавок, що сприяють змочуванню і поділу часток порошку і зменшенню абразивності робочого прошарку.

При використанні порошоків з анізотропією форми часток (наприклад, голчастих γ -Fe) у процесі виробництва стрічки частки орієнтуються певним чином у результаті впливу на них магнітного поля. Остаточне опрацювання стрічки складається в каландруванні і поліруванні для поліпшення якості її поверхні.

Стрічка типу 6 забезпечує високу якість запису і відтворення звуку при використанні у фаховій апаратурі на швидкості 19,05 см/с та в побутових магнітофонах на швидкості 9,53 і 4,75 см/с.

Стрічки необхідно зберігати при температурі 10-25° С та відносній вологості повітря 50-60%; неприпустимою є температура вища 30°С, температура нижча 10 °С не рекомендується.

Крім типів 6 і 10 вітчизняна промисловість виробляє і інші типи стрічок, наприклад стрічку Т4402-50 шириною 50,8 мм для поперечно-рядкового запису чорно-білого зображення.

Сплави на основі рідкоземельних металів (РЗМ). Ряд з'єднань і сплавів із РЗМ має дуже високі значення коерцитивної сили і максимальної питомої енергії. З цієї групи матеріалів найбільш цікаві інтерметалічні з'єднання типу RCo₅, де R - рідкоземельний метал.

Крім розглянутих основних груп магнітних матеріалів в техніці використовують і деякі інші, які мають обмежену область застосування.

Термомагнітні матеріали. Термомагнітними називають матеріали із суттєвою залежністю магнітної індукції (точніше, намагніченості насичення, тому що зазвичай термомагнітний матеріал працює в режимі насичення) від температури у визначеному інтервалі (у більшості випадків +60 ÷ -60°С). Термомагнітні матеріали використовують, головним чином, як магнітні шунти або додаткові опори. Вмикання таких елементів у магнітні ланцюги дозволяє здійснити компенсацію температурної похибки або забезпечити зміну магнітної індукції в повітряному зазорі за заданим законом (терморегулювання).

Магнітострикційні матеріали. Магнітострикція має безпосереднє технічне застосування в магнітострикційних вібраторах (генераторах) звукових та ультразвукових коливань, а також у деяких радіотехнічних схемах і пристроях (замість кварцу для стабілізації частоти, в електромеханічних фільтрах і т.д.).

В якості магнітострикційних матеріалів застосовують нікель, пермендіюри (сплави Fe-Co, що відрізняються найвищою намагніченістю насичення), альфери (сплави Fe-Al), нікелевий і нікелькобальтовий ферити та ін.

Нікель має велике абсолютне значення коефіцієнта магнітострикції насичення $\lambda_s = \Delta l/l = -35 \cdot 10^{-6}$ (l – довжина пластини до впливу поля, Δl – зміна довжини в результаті впливу поля; знак мінус означає зменшення довжини). Звичайно застосовують нікель марки Н товщиною 0,1 мм у вигляді жорсткої необпаленої стрічки. Після вирубування пластини оксидують нагріванням на повітрі до 800°С на протязі 15-25 хв. Утворена таким чином оксидна плівка служить для електричної ізоляції пластин при складанні пакета. Нікель має високі антикорозійні властивості і малий температурний коефіцієнт модуля пружності.

Останнім часом більш широко застосовують магнітострикційні ферити, особливо в прецизійних фільтрах.

Сплави з високою індукцією насичення. Із звичайних матеріалів найвищу індукцію має залізо ($\approx 2,1$ Тл).

У тих випадках, коли висуваються найбільш високі вимоги до габаритів пристрою, його маси і розміру потоку, застосовують залізкокобальтові сплави, у яких індукція насичення досягає 2,43 Тл, що дозволяє одержати економію у масі та об'ємі в порівнянні з залізом на 15-20%. На практиці використовують сплави, що містять 30-51% Со і 1,5-2,0% V, що покращує технологічні властивості сплавів, зокрема можливість обробки їх у холодному стані. Ці сплави називають *пермендюрами*.

Індукція насичення сплавів з великим і малим вмістом кобальту приблизно однакова. Висококобальтові сплави в слабких і середніх полях мають більші значення магнітної проникності, ніж низькокобальтові, проте останні дешевші.

Крім великого значення індукції насичення пермендюор має значну оборотну проникність, що робить його особливо цінним як матеріал для телефонних мембран. Недоліки пермендюора: малий питомий електричний опір ρ , висока вартість і дефіцитність кобальту і ванадію. Пермендюор застосовують у постійних магнітних полях або в слабких змінних полях із сильним підмагнічуванням постійним полем. Із матеріалів цієї групи нормований сплав 50 КФ (49,0-51 % Со; 1,5-2,0% V). Сплав має індукцію насичення не менше 2,35 Тл та $\theta = 980^\circ \text{C}$.

Перевага залізкокобальтових сплавів перед технічно чистим залізом відчувається при магнітній індукції вище 1,0 Тл. Відмінність в значеннях магнітної проникності досягає максимуму при значенні магнітної індукції біля 1,8 Тл; при цьому проникність кобальтових сплавів більша від проникності м'яких сортів заліза в десятки раз.

Контрольні запитання та завдання

1. Які основні величини характеризують магнітне поле?
2. В чому зміст закону електромагнітної індукції і закону повного струму?
3. Наслідками яких основних законів є закони Кірхгофа і Ома для магнітного кола?
4. Які магнітні одиниці використовують в системі СІ?
5. Які умови необхідні і достатні для виникнення феромагнетизму?
6. Яка фізична природа виникнення областей із самочинною (спонтанною) намагніченістю? Що таке обмінна енергія?
7. Що таке анізотропія і текстура магнітного матеріалу?
8. Які способи одержання текстури ви знаєте?
9. Які фізичні процеси визначають точку Кюрі у феромагнетиків?
10. Як пояснити з фізичної точки зору стан феромагнетиків, коли він не намагнічений?
11. Які процеси виникають у феромагнетиків при намагнічуванні?
12. Яка фізична відмінність зворотних і незворотних процесів перемагнічування?
13. Що таке початкова, основна і безгістерезисна криві намагнічування?
14. Поясніть причини виникнення гістерезису.
15. Як виникають частинні цикли (петлі) гістерезису?
16. Які статичні характеристики і статичні параметри вам відомі?
17. Які види магнітної проникності ви знаєте?
18. Як впливають геометричні розміри кільцевого осердя на магнітні характеристики?
19. Як визначаються втрати на гістерезис?
20. Які види кривих намагнічування вам відомі?
21. Поясніть фізичний зміст коефіцієнта розмагнічування.

22. Як виділяються основні групи магнітних матеріалів?
Охарактеризуйте кожну з них.
23. Перерахуйте основні вимоги, які висувають до магнітно-м'яких матеріалів.
24. Які принципи класифікації електротехнічних сталей вам відомі?
25. Які переваги і недоліки залізо-нікелевих сплавів?
26. Порівняйте властивості високонікелевих пермалоїв?
27. Які особливості сплавів заліза з кобальтом?
28. Яка технологія виготовлення феритових осердь?
29. Які переваги і недоліки феритів?
30. Чому ферити є високочастотними магнітними матеріалами?
31. Дайте порівняльну оцінку властивостей феритів і магнітодіелектриків.
32. Покажіть вимоги до матеріалів з ППГ.
33. Перерахуйте вимоги, які висувають до магнітно-твердих матеріалів.
34. Як одержують тонкі феромагнітні плівки?
35. Чим відрізняються процеси перемагнічування тонких феромагнітних зразків?
36. Що означає спинка Блоха, спинка Нееля?
37. Які особливості монокристалів магнітоодновісних феритів?
38. Які вимоги висувають до матеріалів для магнітних стрічок?

Розділ 2. МАГНІТНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

2.1. Нереверсивні магнітні підсилювачі

2.1.1. Принцип дії магнітних підсилювачів

Робота магнітних підсилювачів ґрунтується на використанні властивостей феромагнітних матеріалів. Нагадаємо ці властивості, відомі з курсу фізики. Якщо по обмотці, розташованій на осерді з феромагнітного матеріалу, протікає електричний струм, то в осерді виникає магнітне поле. Це магнітне поле в осерді характеризується напруженістю H і магнітною індукцією B . Напруженість магнітного поля H створюється струмом, що проходить по обмотці, та вимірюється в амперах на метр (А/м). Магнітна індукція B збільшується при зростанні напруженості H і вимірюється в теслах (Тл). Крива, яка характеризує залежність магнітної індукції B від напруженості магнітного поля H , називається кривою намагнічування феромагнітного матеріалу (рис. 2.1.1).

Починаючи з деякого значення напруженості магнітного поля, подальше її збільшення практично не призводить до зміни магнітної індукції. В цьому випадку визначають, що магнітний матеріал досяг стану насичення. Максимальна індукція в осерді називається індукцією насичення B_S ; напруженість поля при цьому дорівнює H_S .

Якщо далі зменшувати напруженість поля, то зміна магнітної індукції відбувається за новою кривою (крива 2). Індукція при цьому зменшується повільніше, ніж вона зростала при збільшенні H від 0 до H_S (крива 1). При зменшенні напруженості магнітного поля до нуля (тобто за відсутності струму в обмотці) індукція в осерді зберігає значення B_r , яке називається залишковою індукцією. При збільшенні напруженості магнітного поля в зворотному напрямку (тобто при зміні напрямку струму в обмотці) індукція зменшується до нуля при напруженості $-H_C$, яка носить назву коерцитивної сили. Далі при значенні напруженості $-H_S$ осердя знову насичується, індукція в ньому буде дорівнювати $-B_S$. Тепер при зміні напруженості від $-H_S$ до $+H_S$ зміна індукції відбувається за кривою 3. Таким чином, зміна індукції в залежності від напруженості поля відбувається за графіком, який має вигляд петлі, що називається петлею гістерезису. Як бачимо, залежність $B(H)$ має явно виражений нелінійний характер.

В залежності від ширини петлі гістерезису розрізняють магнітно-м'які та магнітно-тверді матеріали. Матеріали з широкою петлею гістерезису називаються магнітно-твердими, зазвичай, вони використовуються для постійних магнітів. Матеріали з вузькою петлею гістерезису називаються магнітно-м'якими і вони використовуються для осердь магнітних підсилювачів та інших електромагнітних приладів: реле, трансформаторів, електричних

машин. Для пояснення принципу дії магнітного підсилювача можна знехтувати петлею гістерезису і вважати, що зміна магнітної індукції в залежності від напруженості відбувається по середній (основній) кривій намагнічування (крива 1 на рис. 2.1.1).

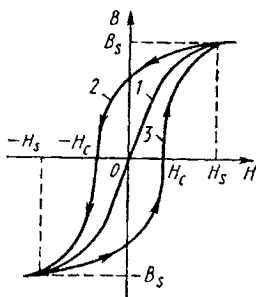


Рис. 2.1.1. Крива намагнічування феромагнітного матеріалу

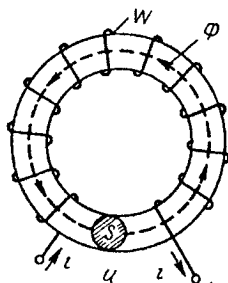


Рис. 2.1.2. Осердя з обмоткою, що отікається струмом

Розглянемо процеси, що відбуваються в осерді, якщо до обмотки (рис. 2.1.2) прикладена синусоїдальна напруга $u = U_m \sin \omega t$, де u – миттєве значення напруги; U_m – максимальне (амплітудне) значення напруги; ω – кутова частота; t – поточне значення часу.

Під дією цієї напруги по обмотці протікає струм I , а в осерді відбувається зміна магнітної індукції B і напруженості магнітного поля H .

Зв'язок між електричними і магнітними величинами визначається на підставі закону повного струму і закону електромагнітної індукції. Згідно закону повного струму, напруженість магнітного поля H в осерді пропорційна струму I в обмотці і обернено пропорційна середній довжині шляху магнітного потоку в осерді.

Згідно з законом електромагнітної індукції, при зміні магнітної індукції (магнітного потоку Φ) в обмотці індукується електрорушійна сила (ЕРС) e , яка пропорційна числу витків обмотки w і швидкості зміни магнітного потоку Φ .

Оскільки магнітний потік дорівнює добутку магнітної індукції B на площу перерізу осердя s , то

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt} = -ws \frac{dB}{dt} \quad (2.1.1)$$

Знак мінус означає, що ЕРС e направлена назустріч напрузі u , яка викликає появу магнітного потоку.

Прикладена до обмотки змінна напруга u врівноважується падінням напруги на активному опорі обмотки r та значенням ЕРС e :

$$u = Ir + e. \quad (2.1.2)$$

ЕРС є набагато більшою від Ir , оскільки r малий, тому можна прийняти $u = e$.

Підставляючи в (2.1.2) значення напруги $u = U_m \sin \omega t$ та ЕРС (2.1.1), отримаємо

$$U_m \sin \omega t = -ws \frac{dB}{dt}, \quad (2.1.3)$$

звідки

$$\frac{dB}{dt} = -\frac{U_m \sin \omega t}{ws} \quad (2.1.4)$$

Інтегруючи це рівняння, отримаємо

$$B = -\frac{U_m}{ws} \int \sin \omega t dt = \frac{U_m}{ws \omega} \cos \omega t + B_0 = B_m \cos \omega t + B_0, \quad (2.1.5)$$

де B_0 - стала інтегрування, яка є постійною складовою магнітної індукції. B_0 визначається початковим магнітним станом осердя (за відсутності підмагнічування осердя постійним магнітним полем $B_0 = 0$).

Амплітудне (максимальне) значення змінної складової індукції дорівнює

$$B_m = \frac{U_m}{ws \omega}, \quad (2.1.6)$$

Оскільки діюче значення синусоїдальної напруги в 2 рази менше його амплітудного значення U_m , то на підставі формули (2.1.2) можна записати

$$U = E = U_m / \sqrt{2} = 4,44 Fws B_m, \quad (2.1.7)$$

де U і E - відповідно діючі значення напруги та ЕРС, а $f = \omega / (2\pi)$ - їх частота, Гц.

Аналіз рівняння (2.1.7) дозволяє зробити важливий висновок: амплітуда магнітної індукції B_m не залежить від магнітних властивостей осердя та постійної складової магнітної індукції і однозначно визначається амплітудою прикладеної до обмотки змінної напруги. В залежності від магнітних властивостей осердя і первинного підмагнічування B_0 змінюється не амплітуда змінної складової індукції, а струм I в обмотці та, відповідно, напруженість магнітного поля H .

У відповідності з законом повного струму можна записати вираз для середнього значення напруженості поля:

$$H = Iw / l, \quad (2.1.8)$$

де l - середня довжина шляху магнітного потоку по осерддю.

Для з'ясування залежності струму I , що протікає по обмотці з числом витків w при синусоїдальній напрузі u , від властивостей матеріалу осердя і постійної складової магнітної індукції, скористаємось графічними побудовами.

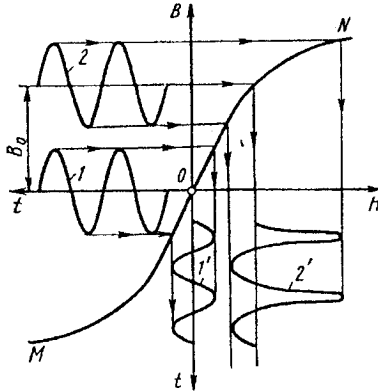


Рис. 2.1.3. Вплив постійного підмагнічування на струм в обмотці з осердям

На рис. 2.1.3 зображена середня крива намагнічування осердя $B = f(H)$, яка позначена MON . На цьому ж рисунку зображені дві криві зміни в часі магнітної індукції: 1 – за відсутності постійної складової магнітної індукції; 2 – при наявності постійної складової B_0 .

Проектуючи значення магнітної індукції, які відповідають кривій 1, на криву намагнічування, знаходимо криву зміни напруженості поля 1' в залежності від часу при змінній індукції без постійної складової. Аналогічною побудовою знаходимо криву зміни напруженості поля 2' в залежності від часу за наявності постійної складової магнітної індукції. Оскільки напруженість поля може бути створена тільки струмом I , що протікає в обмотці осердя, то криві 1' і 2' на рис. 2.1.3 в іншому масштабі подані як залежності цього струму і від часу. З порівняння кривих 1' і 2' видно, що при підмагнічуванні осердя постійним струмом, тобто за наявності постійної складової магнітної індукції, B_0 , зростає змінна складова напруженості поля, отже і змінний струм в обмотці. На цьому явищі і заснована дія магнітних підсилювачів.

Важливою характеристикою матеріалу осердя є відносна магнітна проникність $\mu = B/(\mu_0 H)$, де μ_0 – магнітна стала ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м). Відносна проникність є безрозмірною величиною, яка показує, в скільки разів проникність даного матеріалу осердя перевищує проникність вакууму (або повітря). З аналізу кривої намагнічування $B(H)$ видно, що магнітна прони-

кність феромагнітного матеріалу, з якого виготовлене осердя, непостійна. Спочатку крива йде круто вгору – малим змінам H відповідають великі зміни B , тобто магнітна проникність велика. Після цього крива вигинається і йде похило, індукція B мало збільшується при зростанні H , тобто магнітна проникність зменшується. Саме через нелінійний характер зміни індукції від напруженості, тобто через непостійність магнітної проникності і досягається ефект підсилення в магнітному підсилювачі. Підмагнічування постійним струмом призводить до зменшення магнітної проникності і, як наслідок, до збільшення (підсилення) змінного струму.

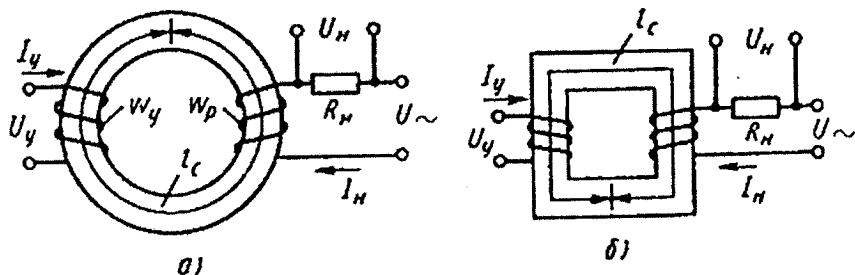


Рис. 2.1.4. Найпростіший магнітний підсилювач (дросель насичення)

Для вивчення принципу дії магнітного підсилювача розглянемо його найпростішу схему (рис. 2.1.4, а, б), яка складається з двох обмоток. Одна обмотка робоча (або обмотка змінного струму) з числом витків w_p , інша – обмотка управління з числом витків w_y . Обидві обмотки розміщені на спільному феромагнітному замкнутому осерді. На обмотку управління подається вхідний сигнал у вигляді напруги постійного струму U_y , або струму I_y , який підлягає підсиленню. Послідовно з робочою обмоткою включене навантаження R_n , напруга на якому U_n є вихідним сигналом підсилювача. Коло робочої обмотки отримує живлення від джерела напруги змінного струму (наприклад, промислової частоти 50 Гц). Осердя водночас намагнічується двома полями: постійним, створеним струмом I_y , який протікає в обмотці w_y , і змінним, створеним струмом I_n , який протікає в обмотці w_p . Якщо прийняти опір робочої обмотки тільки індуктивним X_p , а форму струму – близьку до синусоїдальної, то струм в навантаженні

$$I_n = \frac{U_{\sim}}{\sqrt{R_n^2 + X_p^2}} = \frac{U_{\sim}}{\sqrt{R_n^2 + (\omega L_p)^2}} \quad (2.1.9)$$

Оскільки $R_n \ll \omega L_p$, то
$$I_n = \frac{U_{\sim}}{\omega L_p} \quad (2.1.10)$$

де ω - кутова частота напруги живлення U_- , L_p - індуктивність робочої обмотки.

Напруженість магнітного поля в осерді створюється саме струмом I_n . Оскільки ми прийняли припущення про синусоїдальність струму, то і напруженість буде змінюватися за синусоїдальним законом. Амплітудне значення напруженості

$$H_m = \frac{\sqrt{2} I_n w_p}{l_c}, \quad (2.1.11)$$

де l_c - середня довжина шляху магнітного потоку в осерді. Визначимо з рівняння (2.1.10) індуктивність робочої обмотки:

$$L_p = \frac{U_-}{\omega I_n}. \quad (2.1.12)$$

Підставимо в (2.1.12) значення $U_- = 4,44 f w_p s B_m$ з рівняння (2.1.7) і значення $I_n = H_m l_c / (\sqrt{2} w_p)$ з рівняння (2.1.11):

$$L_p = \frac{w_p^2 s B_m}{l_c H_m} = \frac{w_p^2 s}{l_c} \mu_0 \mu_D, \quad (2.1.13)$$

де μ_D - динамічна (або діюча) магнітна проникність матеріалу осердя для змінної складової магнітного поля:

$$\mu_D = \frac{B_m}{\mu_0 H_m}. \quad (2.1.14)$$

Оскільки із збільшенням постійної складової індукції B_0 амплітуда індукції B_m залишається незмінною, а H_m зростає (див. рис. 2.1.3), то, згідно з формулами (2.1.13) і (2.1.14), проникність осердя μ_D та індуктивність L_p робочої обмотки зменшуються при підмагнічуванні осердя постійним магнітним полем. Характер залежності μ_D і L_p від напруженості постійного поля H_0 при $B_m = const$ показаний на рис. 2.1.5. H_0 визначається струмом в обмотці управління:

$$H_0 = I_y w_y / l_c. \quad (2.1.15)$$

З формул (2.1.10) і (2.1.13) випливає, що при незмінній напрузі мережі U_- струм в колі навантаження I_n може бути збільшений тільки за ра-

хунок зменшення магнітної проникності μ_d для змінної складової магнітного поля, бо інші параметри (ω ; w_p , s , I_c , μ_0) не змінюються. Зменшення магнітної проникності μ_d досягається за рахунок збільшення постійного підмагнічувального поля в осерді, створюваного струмом управління I_y у відповідності з рівнянням (2.1.15).

При зміні струму навантаження I_n буде змінюватись і падіння напруги U_n на навантаженні R_n , тобто вихідний сигнал. Потужність, що виділяється на навантаженні, може в багато разів перевищувати потужність, що витрачається на управляючій обмотці, тобто схема має властивості підсилювання і її можна розглядати як найпростіший магнітний підсилювач. Такий підсилювач називають ще дросельним, оскільки зміна струму на навантаженні забезпечується за рахунок зміни індуктивності робочої обмотки, тобто опору дроселя – котушки з осердям (рис. 2.1.6).

Розглянута схема на рис. 2.1.4 має серйозні недоліки і вкрай рідко за-

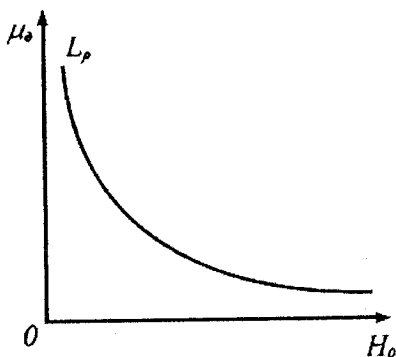


Рис. 2.1.5. Залежність магнітної проникності та індуктивності від напруженості постійного магнітного поля

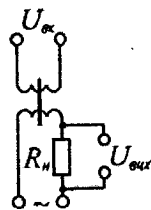


Рис. 2.1.6. Електрична схема дросельного підсилювача

стосовується на практиці. Справа в тому, що змінний магнітний потік, який замикається по осердю, наводить в обмотці управління (як і у вторинній обмотці трансформатора) змінну ЕРС. Тому вихідний сигнал може впливати на вхідний. А підсилювачі повинні мати однонаправленість дії: тільки від входу до виходу. Для зменшення значення змінного струму, який протікає по колу управління під впливом наведеної ЕРС, послідовно з обмоткою управління w_y включають велику індуктивність L_y . Однак при цьому збільшується інерційність підсилювача: при швидких змінах вхідної напруги струм управління змінюється повільно. Крім того, збільшується витрата матеріалу (оскільки необхідне осердя і для дроселя), зростають габарити і вага підсилювача. Іншим недоліком розглянутої схеми є те, що форма струму в навантаженні істотно відрізняється від синусоїди, що видно з кривої 2' на рис. 2.1.3. Для знищення ЕРС, що наводиться в обмотці

управління, використовують схеми магнітних підсилювачів з двома однаковими осердями (рис. 2.1.7, а, б).

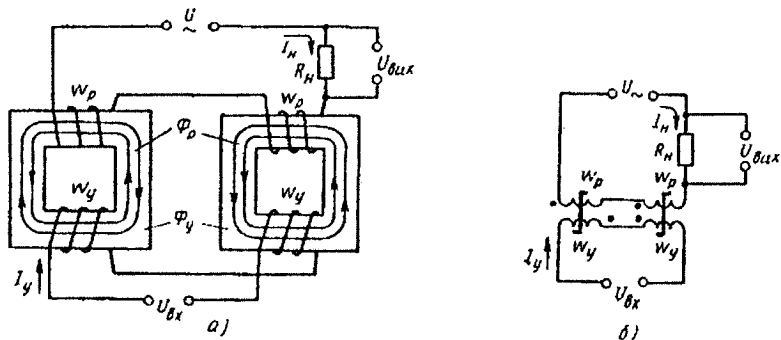


Рис. 2.1.7. Магнітний підсилювач на двох осердях

Такі схеми складені із схем по рис. 2.1.4 із типових елементів, що особливо добре видно на рис. 2.1.7, а. Робоча обмотка w_p і обмотка управління w_y мають по дві секції – по одній на кожному осерді. Секції обмотки w_y з'єднуються послідовно і зустрічно; отже відбувається взаємне віднімання ЕРС, які індукуються в кожній секції. Оскільки осердя і відповідні обмотки на них однакові, відбувається взаємне знищення (компенсація) ЕРС, які наводяться змінним магнітним полем. Секції робочої обмотки w_p включені послідовно і назустріч. В один напівперіод змінної напруги живлення U змінний магнітний потік Φ_p складається з постійним магнітним потоком Φ_y в одному осерді і віднімається в другому осерді. В наступному напівперіоді осердя міняються ролями. Таким чином, спільна дія на коло навантаження обох секцій робочих обмоток в кожному з напівперіодів цілком однакова. Обидві напівхвилі навантаження будуть симетричні (без парних гармонік), тобто форма кривої струму буде менш викривлена, ніж в схемі з одним осердям (див. рис. 2.1.3).

2.1.2. Основні схеми, параметри і характеристики нереверсивних магнітних підсилювачів

Простежимо шляхи магнітних потоків в обох осердях магнітного підсилювача, зображеного на рис. 2.1.7. Магнітні потоки обмотки управління Φ_y в сусідніх стержнях направлені в одну сторону, а магнітні потоки робочої обмотки Φ_p – в протилежні сторони. Тому обмотку управління можна виконувати не у вигляді двох секцій (по одній на кожному осерді), а загальної – що охоплює стержні обох осердь (рис. 2.1.8, а).

ЕРС, наведені змінними магнітними потоками Φ_p в секціях робочої обмотки, розташованих на крайніх стержнях, взаємно компенсуються. Можливе і виконання магнітних підсилювачів на Ш-подібному осерді

(рис. 2.1.8, б). Секції робочої обмотки намотуються на крайні стержні, а обмотка управління - на середній стержень. В цьому випадку в середньому

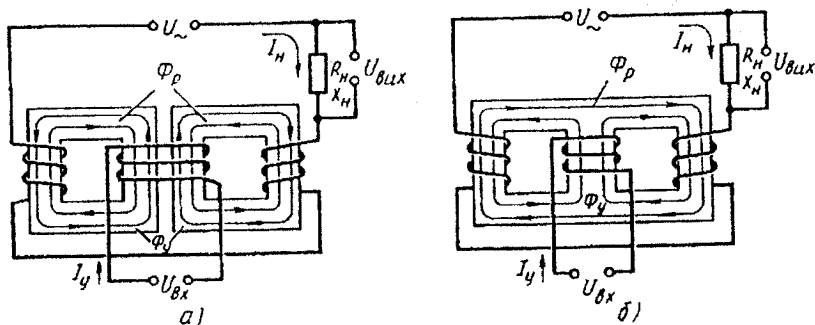


Рис. 2.1.8. Магнітні підсилювачі зі спільною обмоткою управління

стержні відбувається компенсація змінного потоку Φ_p , оскільки потоки від кожної секції робочої обмотки направлені в середньому стержні назустріч один одному і рівні за величиною. Тому вихідний сигнал не буде впливати на вхідний.

Немає принципової різниці між виконанням магнітного підсилювача на одному Ш-подібному або на двох осердях. Тому при подальшому розгляді будемо зображати тільки схеми з'єднаних обмоток, відзначаючи, при необхідності, послідовне і зустрічне включення секцій обмоток за допомогою крапок, які вказують початок обмотки.

В залежності від з'єднання секцій робочої обмотки і навантаження розрізняють схеми з послідовним і паралельним навантаженням. На рис. 2.1.7 і 2.1.8 навантаження включаться послідовно з робочою обмоткою. Діаграми ЕРС для такої схеми показані на рис. 2.1.9. Струм навантаження в цьому випадку буде синусоїдальний, оскільки при незмінному вхідному сигналі в кожному з напівперіодів напруги живлення робочий потік однієї секції додається до потоку управління, а робочий потік іншої секції віднімається від потоку управління. Тому загальна індуктивність L_p робочої обмотки буде постійна при незмінному вхідному сигналі. Миттєве значення струму навантаження

$$i_H = \frac{U_{\sim}}{\sqrt{(R_H + R_p)^2 + (X_H + X_p)^2}} \sin(\omega t - \varphi), \quad (2.1.16)$$

де R_H і X_H – активний і індуктивний опір навантаження відповідно; R_p і X_p – активний і індуктивний опір робочої обмотки (обох секцій);

$\varphi = \arctg(X_H + X_p)/(R_H + R_p)$ – фазовий зсув між струмом і напругою, що визначається співвідношенням активного і індуктивного опорів.

При незмінному вхідному сигналі всі опори незмінні і струм має синусоїдальну форму.

Синусоїдальний струм робочої обмотки створює в осерді синусоїдальну напруженість поля H_p , що, в свою чергу, призводить до несинусоїдального потоку. Крива зміни індукції в одному періоді отримана графічно на рис. 2.1.9, а. Як видно з діаграм миттєвих значень (рис. 2.1.9, б, в), ЕРС, створювані несинусоїдальними потоками різних секцій робочої обмотки в обмотці управління, не знищуються повністю. Це призводить до появи в обмотці управління ЕРС подвійної частоти 2ω (рис. 2.1.9, г). В тих випадках, коли наявність ЕРС подвійної частоти в колі управління небажана, перевагу слід віддати паралельному з'єднанню секцій робочої обмотки.

При паралельному з'єднанні секцій робочої обмотки (рис. 2.1.10, а) в кожній з них протікає несинусоїдальний струм, що містить парні гармоніки (рис. 2.1.10, б, в). Однак струм навантаження, що являє собою суму струмів секцій, близький до синусоїдального (рис. 2.1.10, г). Це пояснюється тим, що парні гармоніки струму циркулюють в короткозамкнутому контурі, утвореному секціями робочої обмотки, і не виходять в коло навантаження. Наявність короткозамкнутого контуру в колі робочої обмотки призводить до зменшення швидкодії у порівнянні з послідовним з'єднанням секцій робочої обмотки.

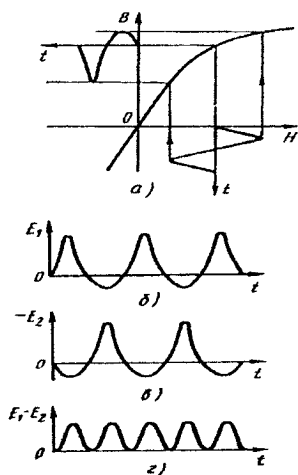


Рис. 2.1.9. Діаграми ЕРС і струму в з магнітному підсилювачі

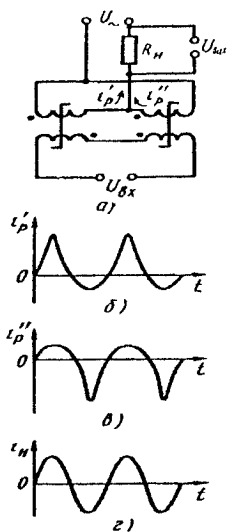


Рис. 2.1.10. Магнітний підсилювач паралельним з'єднанням секцій робочої обмотки і діаграми струмі

Схема магнітного підсилювача, в якій навантаження під'єднане паралельно до секцій робочої обмотки, котрі з'єднані зустрічно, показане на

рис. 2.1.11. Для підтримання незмінного струму живлення використовується достатньо великий додатковий опір R_d . В залежності від вхідного сигналу відбувається перерозподіл струмів між навантаженням і робочою обмоткою. За відсутності сигналу управління ($I_y=0$) індуктивний опір робочої обмотки X_p максимальний, внаслідок чого в робочу обмотку відгалужується незначний струм. При цьому струм в навантаженні має максимальне значення. В міру збільшення вхідного сигналу індуктивний опір робочої обмотки зменшується, а струм в ній зростає, що призводить до зменшення струму навантаження.

Аналогічно відбувається зміна струму в навантаженні в так званій трансформаторній схемі (рис. 2.1.12). Тут окрім секцій обмотки w_{p1} , включених зустрічно через додатковий опір R_d на напругу джерела живлення U , є обмотка w_{p2} , яка живить навантаження R_H . Така схема дозволяє ізолювати коло навантаження від кола живлення і одержувати на навантаженні практично будь-яку напругу, відмінну від напруги живлення. Струм в навантаженні залежить від коефіцієнта трансформації обмоток, під яким в даному випадку розуміється відношення напруг на обмотках w_{p1} та w_{p2} . Цей коефіцієнт не залишається постійним, як в звичайному трансформаторі, а залежить від сигналу управління, який змінює магнітну проникність. За відсутності сигналу управління ($I_y=0$) магнітна проникність та індуктивність обмоток мають максимальне значення і падіння напруги на цих обмотках велике. Коефіцієнт трансформації буде максимальний, і відповідно струм навантаження I_H має максимальне значення. При збільшенні вхідного сигналу індуктивність обмотки w_{p2} зменшується. Відповідно зменшуються коефіцієнт трансформації, напруга на обмотці w_{p2} і струм навантаження I_H .

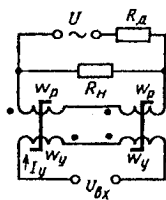


Рис. 2.1.11. Магнітний підсилювач з паралельним навантаженням

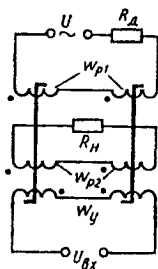


Рис. 2.1.12. Трансформаторна схема магнітного підсилювача

Схема з паралельним з'єднанням навантаження на рис. 2.1.11 застосовується найчастіше тоді, коли є джерело струму, наприклад в схемах автоматики, які живляться від трансформаторів струму. Застосування джерела напруги і використання додаткового опору R_d економічно не вигідно через великі втрати на цьому опорі. Трансформаторні магнітні підсилювачі з

паралельним навантаженням широко використовують як елементи реверсивних схем магнітних підсилювачів.

Всі розглянуті схеми магнітних підсилювачів (див. рис. 2.1.7 - 2.1.12) живили навантаження змінним струмом. При необхідності живити навантаження постійним струмом використовуються випрямляльні схеми. Як приклад включення навантаження постійного струму на рис. 2.1.13, а наведена схема з послідовним включенням випрямляльного моста і навантаження. Магнітний підсилювач з вихідним постійним струмом може використовувати і двонапівперіодну схему на двох діодах і трансформаторі з виводом від середньої точки вторинної обмотки (рис. 2.1.13, б).

Основною характеристикою магнітного підсилювача є залежність діючого або середнього значення струму в навантаженні від струму управління: $I_n = f(I_y)$. Графічне зображення такої залежності називається статичною характеристикою вхід-вихід. Для всіх розглянутих вище схем магнітних підсилювачів залежність магнітної проникності і індуктивності робочої обмотки від струму управління показана на рис. 2.1.14. За відсутності сигналу управління ($I_y = 0$) ці величини мають максимальне

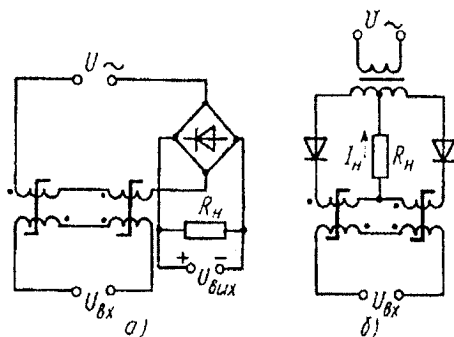


Рис.2.1.13. Магнітні підсилювачі постійного струму

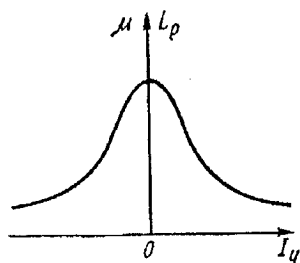


Рис. 2.1.14. Залежність магнітної проникності і індуктивності від струму управління

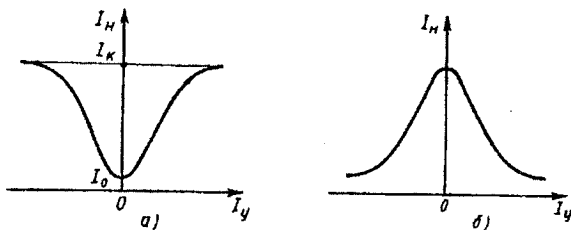


Рис. 2.1.15. Статичні характеристики магнітних підсилювачів

значення. Якщо подати в обмотку управління постійний струм I_y , то в осерді створюється постійний магнітний потік, що накладається на змінний потік, створений робочою обмоткою. В міру збільшення вхідного сигналу I_y через нелінійність характеристики намагнічування відбувається насичення осердя. Це призводить до зменшення магнітної проникності, а отже, індуктивності робочої обмотки L_p . Напрямок (полярність) струму управління не впливає на μ і L_p . Вигляд статичної характеристики вхід-вихід залежить від того, як включене навантаження: послідовно або паралельно до робочої обмотки.

На рис. 2.1.15, а показана статична характеристика для схем магнітних підсилювачів (див. рис. 2.1.7, 2.1.8, 2.1.10, 2.1.13). Тут I_0 - струм холостого ходу підсилювача (підмагнічувальне поле буде відсутнє), I_k - максимальний струм. В ідеальному підсилювачі за відсутності вхідного сигналу ($I_y = 0$) повинен дорівнювати нулю і вихідний сигнал ($I_n = 0$). Однак через те, що при $I_y = 0$ магнітна проникність і індуктивність робочої обмотки не дорівнюють нескінченності, через навантаження протікає невеликий струм холостого ходу $I_n = I_0$. В міру збільшення вхідного сигналу (струму управління) росте вихідний сигнал (струм навантаження), але через насичення осердя це зростання обмежене деяким максимальним струмом $I_n = I_k$. Відношення максимального струму до струму холостого ходу називається коефіцієнтом кратності струму $K = I_k / I_0$ - це один з параметрів підсилювача. Чим більший цей коефіцієнт, тим кращий підсилювач.

Поряд з коефіцієнтом кратності струму магнітний підсилювач характеризується наступними параметрами: коефіцієнтом підсилення, чутливістю, максимальною потужністю в навантаженні, ККД робочого кола, постійною часу, добротністю.

Розглянемо коротко ці параметри. Коефіцієнт підсилення - це відношення приросту струму, напруги або потужності в навантаженні до приросту відповідного параметру в колі управління.

Коефіцієнт підсилення за струмом

$$k_I = \frac{I_H - I_0}{I_Y}. \quad (2.1.17)$$

Коефіцієнт підсилення за напругою:

$$k_U = \frac{U_H - U_0}{U_Y}. \quad (2.1.18)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю:

$$k_P = k_I k_U = k_I^2 \frac{R_H}{R_Y} = \frac{P_H - P_0}{P_Y}. \quad (2.1.19)$$

Оскільки статична характеристика магнітного підсилювача нелінійна, коефіцієнти підсилення за струмом, напругою і потужністю не є постійними величинами. Тому розрізняють максимальні значення k_b , k_U , k_P і їх значення, що відповідають заданій вихідній потужності підсилювача.

При великому значенні коефіцієнта кратності струму k , коли струм холостого ходу у порівнянні з максимальним струмом навантаження малий, можна з достатньою точністю вважати, що $k_I = I_K / I_Y$;

$k_U = U_K / U_Y$; $k_P = \frac{I_K^2 R_H}{I_Y^2 R_Y}$. Наприклад, вже при $K=5$ помилка від неврахування струму холостого ходу не перевищує 4%.

Чутливість $P_{y \min}$ – мінімальна потужність вхідного сигналу, починаючи з якого пропорційно змінюється струм навантаження. Максимальна потужність в навантаженні:

$$P_{H \max} = I_K^2 R_H. \quad (2.1.20)$$

Коефіцієнт корисної дії робочого кола:

$$\eta = I_H^2 R_H / (I_H^2 R) = R_H / R, \quad (2.1.21)$$

де R -повний активний опір робочого кола.

Постійна часу T характеризує швидкодію підсилювача і визначається відношенням індуктивності і активного опору обмотки управління $T = L_Y / R_Y$.

Добротність є універсальним параметром, який враховує і коефіцієнт підсилення і швидкодію:

$$D = k_p / T. \quad (2.1.22)$$

Магнітні підсилювачі у порівнянні з іншими типами підсилювачів мають таку істотну перевагу, як висока стабільність в часі параметрів і статичної характеристики. Маючи практично необмежений термін служби, магнітні підсилювачі не вимагають регламентних робіт і можуть використовуватися в вибухово або пожежонебезпечних умовах, а також за наявності радіоактивного випромінювання.

Максимальна потужність магнітних підсилювачів досягає сотень кіловат. Відомі магнітні підсилювачі потужністю 800 кВт для автоматичного регулювання частоти обертання потужного асинхронного двигуна. Коефіцієнт підсилення за потужністю 100-ватного магнітного підсилювача при частоті живлення 50 Гц зазвичай складає 50-200. Для більш потужних підсилювачів цей коефіцієнт збільшується.

ККД найпростіших нереверсивних магнітних підсилювачів зазвичай лежить в межах від 0,6 до 0,98. Коефіцієнт кратності магнітних підсилювачів в значній мірі залежить від матеріалу осердя. Для магнітних підсилювачів з осердями з трансформаторної сталі $K = 5 - 40$, а з осердями із сплавів високої магнітної проникності $K = 100 - 200$.

Мінімальне значення потужності, яка підсилюється, складає $10^{-4} - 10^{-1}$ Вт для осердь з трансформаторної сталі і $10^{-8} - 10^{-6}$ Вт для осердь зі сплавів високої проникності. Статична характеристика вхід-вихід магнітних підсилювачів з паралельним включенням навантаження (по рис. 2.1.11) має вигляд, показаний на рис. 2.1.15, б. Вона зворотна характеристикі підсилювача з послідовним навантаженням. Справді, при сигналі $I_y = 0$ індуктивність L_p робочої обмотки буде максимальною і, отже, струм в навантаженні I_n буде мати найбільше значення. Із зростанням вхідного сигналу струм в навантаженні I_n зменшується, оскільки все більша частина струму живлення відгалужується в робочу обмотку, індуктивний опір якої зменшується.

2.1.3. Теорія ідеального магнітного підсилювача

Теоретично магнітний підсилювач можна розглядати як змінну індуктивність, величина якої залежить від струму управління. У зв'язку з нелінійністю кривої намагнічування змінний струм, що протікає вздовж робочої обмотки, містить вищі гармоніки. Розрахунки для кіл з такими струмами дуже складні. Тому для математичного аналізу роботи магнітного підсилювача роблять різноманітні спрощення (припущення), що не вносять суттєвих похибок, але дозволяють одержати порівняно прості методи розрахунку.

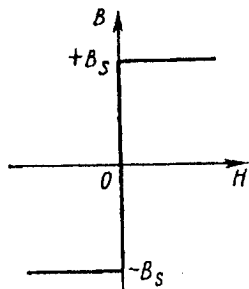


Рис. 2.1.16. Ідеальна крива підмагнічування

Найбільшого поширення набула теорія ідеального магнітного підсилювача. Ця теорія заснована на припущенні, що осердя має ідеальну криву намагнічування (рис.2.1.16). У порівнянні з реальною, ця крива має такі особливості:

- 1) на ділянці від $B=0$ до $B=B_s$, магнітна проникність дорівнює нескінченності;
- 2) в області насичення магнітна проникність дорівнює нулю;
- 3) площа петлі гістерезису дорівнює нулю.

На підставі теорії ідеального магнітного підсилювача можна отримати уявлення про форму кривих індукції, ЕРС, напруги і струму. А головне – ця теорія дає прості формули для основних параметрів підсилювача.

Розглянемо роботу ідеального магнітного підсилювача при послідовному з'єднанні робочої обмотки з навантаженням і вихідним постійним струмом (див. рис. 2.1.13, а). Будемо вважати, що і робоча обмотка, і обмотка управління складаються з двох секцій, розташованих відповідно на двох осердях. Секції обмотки управління під'єднані назустріч. Число витків робочої обмотки – w_p , секцій обмотки управління – w_y .

Нехай прикладена до робочої обмотки напруга змінюється за синусоїдальним законом $u=U_m \sin \alpha t$. В секціях обмотки управління наводяться ЕРС, сума яких має дорівнювати нулю. Якщо знехтувати опором кола управління, то рівняння ЕРС має вигляд:

$$e_{y1} + e_{y2} = -w_y s (dB_1 / dt - dB_2 / dt) = 0, \quad (2.1.23)$$

де e_{y1} і e_{y2} – це ЕРС, які індукуються у першому і другому осердях змінним магнітним потоком, що створюється секціями робочої обмотки; B_1 і B_2 – миттєві значення індукції в першому і другому осердях із поперечним перетином s . Звідси

$$dB_1 / dt = dB_2 / dt. \quad (2.1.24)$$

Інтегруючи цю рівність, при наявності струму управління отримаємо:

$$B_1 = B_2 + 2B_0, \quad (2.1.25)$$

де $2B_0$ – постійна інтегрування, що дорівнює подвосному значенню складової індукції в кожному осерді від струму управління.

З рівнянь (2.1.23) і (2.1.25) очевидним є те, що індукції в обох осердях змінюються в часі за одним законом і відрізняються одна від одної на постійну величину $2B_0$. Тому і ЕРС, що індукуються у секціях робочої обмотки, будуть рівні:

$$e_{p1} = e_{p2}, \quad (2.1.26)$$

де $e_{p1} = -w_p s dB_1 / dt$; $e_{p2} = -w_p s dB_2 / dt$.

Розглянемо режим роботи підсилювача, коли підмагнічування відсутнє, тобто $I_y=0$. Якщо при напрузі, прикладеній до робочої обмотки, оби-

два осердя знаходяться у ненасиченому стані, тобто $|B_1| < |B_2|$ і $|B_2| < B_s$, то магнітна проникність осердь дорівнює нескінченності, а отже, і індуктивний опір робочої обмотки дорівнює нескінченності. У цьому випадку струм у колі робочої обмотки дорівнює нулю і ЕРС самоіндукції секцій робочої обмотки дорівнює напрузі джерела живлення і спрямована їй назустріч:

$$u = -(e_{p1} + e_{p2}). \quad (2.1.27)$$

У відповідності з рівністю (2.1.26), напруга живлення розподілиться порівну між секціями робочої обмотки:

$$e_{p1} = e_{p2} = -0,5U = -0,5U_m \sin \omega t, \quad (2.1.28)$$

або, підставляючи значення ЕРС e_{p1} і e_{p2} ,

$$w_p s dB_1 / dt = w_p s dB_2 / dt = 0,5U = -U_m \sin \omega t, \quad (2.1.29)$$

Проінтегрувавши (2.1.29), одержимо закон зміни індукції:

$$B_1 = B_2 = \int \frac{U_m}{2w_p s} \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{2w_p s \omega} \cos \omega t, \quad (2.1.30)$$

або $B_1 = B_2 = -B_m \cos \omega t$, де

$$B_m = \frac{U_m}{2w_p s \omega}.$$

На рис. 2.1.17 показані графіки зміни напруги, прикладеної до робочої обмотки (рис.2.1.17, а), і індукції при відсутності підмагнічування (пунктирна лінія на рис.2.1.17, б).

Тепер розглянемо режим роботи при наявності підмагнічування, тобто коли вздовж обмотки управління протікає струм. Цей постійний струм створює постійне магнітне поле, індукція якого дорівнює B_0 . В одному осерді магнітні потоки, зумовлені постійним і змінним струмами, будуть додаватися, а в іншому - відніматися, внаслідок чого значення індукції в осердях будуть відрізнятися на величину $2B_0$. В результаті крива індукції в одному осерді піде вище, а в іншому - нижче (відповідно B_1 і B_2 на рис. 2.1.17, б).

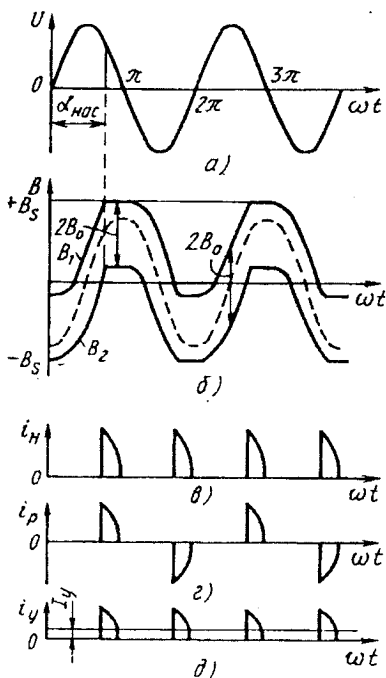


Рис.2.1.17. Діаграми миттєвих значень напруги, індукції, струмів

Нехай у початковий момент подачі струму управління ($t = 0$) індукція $B_2 = -B_S$. В цьому випадку індукція B_1 має деяке початкове значення $2B_0 - B_S$. Із зростанням напруги живлення індукція B_1 збільшується і при $\omega t = \alpha_{нас}$ досягає значення насичення. За цей же час із такою ж швидкістю згідно з рівнянням (2.1.24) зменшується за абсолютною величиною індукція B_2 від свого початкового значення $-B_S$.

Закон зміни індукції в осердях за час від $\omega t = 0$ до $\omega t = \alpha_{нас}$ одержимо, інтегруючи рівняння (2.1.29):

$$B_1 = B_2 = \frac{1}{w_p s_0} \int_0^{\alpha} \frac{U_m}{2} \sin \alpha t d(\alpha t) = B_m (1 - \cos \alpha t) \quad (2.1.31)$$

Індукція B_1 , що досягла величини насичення, надалі якийсь час залишається постійною. З рівняння (2.1.24) можна зробити висновок, що якщо в одному осерді індукція постійна, то в іншому осерді в той же проміжок часу індукція також буде постійною. Ця умова виконується навіть у тому випадку, якщо це інше осердя ненасичене. Тому якщо з моменту $\omega t = \alpha_{нас}$ індукції в осердях не змінюються, то ЕРС самоіндукції в секціях робочої обмотки дорівнюють нулю і вся напруга живлення виявляється прикладеною до навантаження.

Струм у навантаженні стрибком досягає найбільшого значення $I = U/R$, де R – активний опір робочого кола. Таким чином, від $\omega t = 0$ до моменту насичення першого осердя при $\omega t = \alpha_{нас}$ вся напруга мережі прикладена до робочої обмотки, а іншу частину півперіоду від $\alpha_{нас}$ до $\omega t = -\pi$ – до навантаження (рис.2.1.17, а).

У наступний напівперіод цей процес повторюється з тією різницею, що осердя міняються ролями. Таким чином, в інтервалі управління (від 0 до $\alpha_{нас}$) обидва осердя ненасичені, а в інтервалі насичення (від $\alpha_{нас}$ до π) одне з них насичене, що призводить до сталості потоку і в іншому осерді.

На рис. 2.1.17, г показана крива струму в робочій обмотці, а на рис.2.1.17, в – у навантаженні. Спільний розгляд графіків на рис. 2.1.17, б, в, г, показує, що напруга на навантаженні при куті насичення $\alpha_{нас}$ стрибком досягає найбільшого значення і потім змінюється за синусоїдальним законом. Кут $\alpha_{нас}$ визначається постійною індукцією B_0 , тобто сигналом U_y . Якщо сигнал $U_y = 0$, то $B_0 = 0$, а кут $\alpha_{нас} = \pi$, отже, струм у навантаженні дорівнює 0. З ростом сигналу U_y зростає B_0 , а кут $\alpha_{нас}$ зменшується і струм у навантаженні росте.

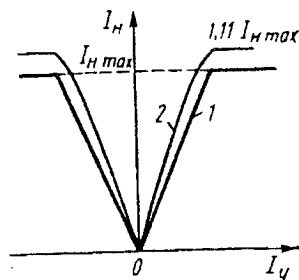


Рис.2.1.18.Статичні характеристики ідеального магнітного підсилювача

Режим роботи магнітного підсилювача нагадує роботу тиратрона з фазовим управлінням, де кут $\alpha_{нас}$ є кутом запалювання тиратрона. Тому кут $\alpha_{нас}$ у теорії магнітних підсилювачів (за аналогією з тиратронними колами) також називають кутом запалювання або регулювання. Ідеальний магнітний підсилювач діє як перемикач, що періодично підключає навантаження до джерела живлення в моменти, фіксовані щодо початку півперіоду напруги живлення і обумовлені значенням сигналу управління.

Визначимо рівняння статичної характеристики вхід-вихід для ідеального магнітного підсилювача.

З ідеальної кривої намагнічування (див. рис. 2.1.1, б) видно, що для ненасиченого осердя $H = 0$. Вище було встановлено, що осердя підсилювача насичуються по черзі, причому в кожному півперіод одне з осердь ненасичене. У першому півперіоді (рис.2.1.17) ненасичене інше осердя і для нього справедлива рівність

$$H = iw_p / l + i_y w_y / l = 0, \quad (2.1.32)$$

де l - середня довжина шляху магнітного потоку.

В другому півперіоді ненасиченим залишається перше осердя і для нього справедлива ця ж рівність. Тому миттєві значення струмів у робочій обмотці та обмотці управління в будь-який момент часу пов'язані співвідношенням

$$i_y w_y = |i| w_p. \quad (2.1.33)$$

Зміна струму управління i_y відбувається з частотою, що удвічі більша частоти живлення (рис.2.1.17, д). Цей струм містить крім змінної і постійну складову. Змінна складова є наслідком трансформації струму з кола навантаження відповідно до співвідношення (2.1.33) вона має основну частоту $2f = \omega/\pi$. Постійна складова I_y (середнє значення струму) не може з'явитися внаслідок трансформації, вона обумовлена сигналом управління і чисельно дорівнює струмові сигналу I_y (рис.2.1.17, д). Оскільки формула (2.1.33) справедлива для миттєвих значень струму протягом всього півперіоду, то аналогічна рівність буде справедлива і для середніх значень струмів навантаження і управління

$$I_n w_p = I_y w_y, \quad (2.1.34)$$

або $H_{сер} = H_y$, де H_y - середнє (за половину періоду) значення напруженості магнітного поля від струму навантаження. Отримана рівність є основним рівнянням ідеального магнітного підсилювача і за ним будується статична характеристика $I_n = f(I_y)$, показана на рис. 2.1.18 (крива 1). Максимально можливого значення струм досягає при $\alpha_{нас} = 0$, коли постійно насичені обидва осердя одночасно. У цьому випадку рівність (2.1.34) втрачає свою силу. Максимальна величина постійної складової струму навантаження в цьому випадку

$$I_{max} = \frac{2U_n}{\pi R} = \frac{U_{сер max}}{R}, \quad (2.1.35)$$

де $U_{сер max}$ - максимальна величина постійної складової випрямленої напруги; $R = R_n + R_p$ - активний опір робочого кола, що складається з опору навантаження R_n та опору робочої обмотки R_p .

При розгляданні роботи ідеального магнітного підсилювача не враховувався опір випрямляча R_B , що трохи зменшує значення струму навантаження.

З формули (2.1.34) можна визначити значення коефіцієнтів підсилення магнітного підсилювача:

за струмом

$$k_I = \frac{2U_n}{\pi R} = \frac{U_{сер max}}{R};$$

за напругою

$$k_U = U_n / U_y = I_n R_n / (I_y R_y) = k_I R_n / R_y = w_y R_n / (w_p R_y);$$

за потужністю

$$k_p = P_n / P_y = I_n U_n / (I_y U_y) = k_I k_U = k_I^2 R_n / R_y = w_y^2 R_n / (w_p^2 R_y).$$

З останньої формули випливає, що чим більше число витків обмотки управління при заданому опорі R_y цієї обмотки, тим більший коефіцієнт підсилення за потужністю.

Якщо підсилювач виконаний без випрямляча на виході, тобто в навантаженні протікає змінний струм, то в цьому випадку за вихідний сигнал приймають діюче значення струму навантаження

$$I_n = I = k_\phi I_{сер}, \quad (2.1.36)$$

де k_ϕ - коефіцієнт форми кривої струму навантаження.

Відповідно коефіцієнти підсилення будуть дорівнювати

$$k_{I \sim} = k_\phi k_I; \quad k_{U \sim} = k_\phi k_U; \quad k_{p \sim} = k_\phi^2 k_p.$$

Статична характеристика підсилювача без випрямляча показана на рис.2.1.18 (крива 2). Нелінійність характеристики пояснюється тим, що коефіцієнт форми залежить від $\alpha_{нас}$. При $\alpha_{нас} = 0$ маємо $k_\phi = 1,11$, а з ростом $\alpha_{нас}$ коефіцієнт форми збільшується.

Якщо в навантаженні змінного струму є індуктивність, то вона згладжує криву струму і викликає запізнювання струму щодо напруги.

Отримане вище основне рівняння (2.1.34) ідеального магнітного підсилювача з послідовним з'єднанням секцій робочої обмотки справедливе і для паралельного з'єднання. У цьому випадку також відбувається почергове насичення осердь. Однак парні гармоніки в колі управління відсутні,

проте вони протікають у контурі робочої обмотки. Тому що через секцію робочої обмотки кожного осердя проходить половина струму навантаження, рівняння статичної характеристики має вигляд

$$I_n w_p = 2I_y w_y. \quad (2.1.37)$$

Відповідно змінюється вираз для коефіцієнтів підсилення.

Зміна напруги на навантаженні магнітного підсилювача відстає від зміни вхідного сигналу U_y , тобто підсилювач має деяку інерційність. Інерційність магнітного підсилювача визначається перехідним процесом у колі керування, вихровими струмами і втратами на гістерезис в осердях, перехідним процесом у колі змінного струму.

Вихрові струми і втрати на гістерезис викликають відставання постійної складової індукції від напруженості поля підмагнічування. Проте застосування для осердь тонких листів із залізонікелевих сплавів дозволяє зводити втрати на гістерезис і вихрові струми практично до нуля. Тому в більшості випадків уповільненням процесу, викликаним вихровими струмами і гістерезисом, можна знехтувати.

У більшості магнітних підсилювачів час перехідного процесу в колі навантаження в багато разів менший за тривалість процесу в колі управління. Тому вважають, що інерційність всього підсилювача визначається тільки постійною часу кола керування. При подачі напруги на обмотку управління постійна складова струму не відразу досягає сталого значення.

Рівняння перехідного процесу в колі управління має вигляд :

$$U_y = I_y R_y + d\psi_y / dt, \quad (2.1.38)$$

де ψ_y - потокозчеплення двох обмоток управління; R_y - повний опір кола управління.

Так як обмотки управління включені зустрічно, то

$$\psi_y = w_y s B_1 - w_y s B_2 = w_y s (B_1 - B_2). \quad (2.1.39)$$

На підставі формули (2.1.25) $\psi_y = 2w_y s B_0$. Тоді

$$U_y = I_y R_y + 2w_y s dB_0 / dt. \quad (2.1.40)$$

На підставі теорії ідеального магнітного підсилювача, маємо

$$B_0 = B_s - B_m (1 - \cos \alpha_{nac}) / 2. \quad (2.1.41)$$

З виразу для середнього робочого струму одержимо

$$\cos \alpha_{nac} = \frac{\pi R}{U_m} I_{cep} - 1, \quad (2.1.42)$$

де $U_m = 4\pi f w_p s B_m$.

На підставі (2.1.34)

$$I_{cep} = \frac{w_y}{w_p} I_y. \quad (2.1.43)$$

Підставивши значення U_m і I_{cep} у вираз (2.1.41), маємо

$$\cos \alpha_{нас} = \frac{R w_k I_k}{4 f w^2_p s B_m} - 1. \quad (2.1.44)$$

Тоді рівняння для B_0 запишемо у вигляді

$$B_0 = B_s - B_m + \frac{R w_k I_k}{8 f s w^2_p}. \quad (2.1.45)$$

Підставивши у вираз (2.1.40) значення B_0 , одержимо рівняння перехідного процесу в колі управління :

$$T_y \frac{dI_y}{dt} + I_y = \frac{U_y}{R_y}, \quad (2.1.46)$$

де $T_y = \frac{1}{4f} \frac{R w_y^2}{R_y w_p^2}$ - постійна часу кола управління,

що, як бачимо, залежить не тільки від параметрів самого кола управління, але і від параметрів робочого кола.

Якщо у виразі для T_y замінити відношення витків через коефіцієнти підсилення, а відношення опорів - через ККД, то після нескладних перетворень постійну часу кола управління можна представити як

$$T_y = \frac{1}{4f\eta} k_l k_U = \frac{1}{4f\eta} k_p, \quad (2.1.47)$$

де $\eta = R_n/R$ - коефіцієнт корисної дії робочого кола магнітного підсилювача.

Для оцінки якості підсилювача в перехідному режимі вводиться поняття про його добротність. Добротність дорівнює відношенню коефіцієнта підсилення за потужністю до постійної часу, тобто

$$D = k_p / T_y = 4f\eta. \quad (2.1.48)$$

Для підсилювача з вихідним змінним струмом

$$D_- = k_{p_-} / T_y = k^2_{\phi} D. \quad (2.1.49)$$

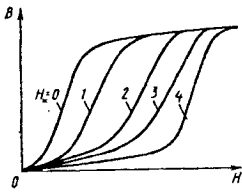


Рис.2.1.19. Сімейство кривих намагнічування при одночасній дії постійного та змінного магнітних полів

Таким чином, при $\eta = \text{const}$ добротність не залежить від параметрів обмоток, навантаження і потужності і визначається тільки частотою напруги джерела живлення. З виразу (2.1.48) видно, що при заданих f і η збільшення коефіцієнта підсилення за потужністю викликає пропорційне зростання T_y . Тому практично добротність підсилювача поліпшують підвищуючи частоту напруги живлення.

Постійну часу кола управління можна значно зменшити за рахунок зниження k_p . Проте це не дасть можливість безмежно зменшувати запізнювання підсилювача в цілому, тому що в цьому випадку необхідно враховувати запізнювання робочого кола змінного струму. Оскільки час перехідного процесу в робочому колі складає 0,5-1 періоду живлення, то тривалість перехідного процесу в підсилювачі в цілому не може бути меншою цього значення. При $f = 50$ Гц час перехідного процесу не може бути меншим 0,01-0,02 с. Отже, дійовим засобом зменшення інерційності магнітного підсилювача є підвищення частоти напруги живлення.

Якщо в підсилювачі крім обмоток управління і робочих є ще ряд обмоток, то кожна з них створює свій замкнений контур, що уповільнює зміну потоку управління. Підсумкова постійна часу приблизно дорівнює сумі постійних часу всіх обмоток управління і зсуву.

При розгляданні фізичних процесів в магнітних підсилювачах ми бачили, що робочі точки двох осердь в один і той самий момент часу знаходяться на різних ділянках кривої намагнічування. Коли одне осердя насичене, інше знаходиться в ненасиченому стані, і навпаки. При розрахунку підсилювача значно зручніше мати єдину еквівалентну криву намагнічування, на якій робоча точка була б спільною для обох осердь і цілком характеризувала роботу і стан підсилювача. Такою еквівалентною кривою є крива одночасного намагнічування матеріалу осердь постійним і змінним магнітними полями.

У розрахунковій практиці широко поширений графоаналітичний спосіб побудови статичних характеристик, заснований на теорії лінеаризованого магнітного підсилювача. При цьому використовуються експериментально зняті характеристики одночасного намагнічування матеріалу осердя змінним і постійним полями $B = f(H; H_0)$. Тут B і H - індукція і напруженість змінного магнітного поля, а H_0 - напруженість постійного магнітного поля. Сімейство характеристик $B = f(H; H_0)$ наведена на рис.2.1.19. На форму кривих сімейства впливають не тільки матеріал осердя, але і наявність повітряних зазорів і полів розсіювання, частота мережі живлення, форма і розміри осердя, схема з'єднання обмоток w_p , величина опору кола управління. Всі зазначені чинники автоматично враховуються

при експериментальному знятті сімейства кривих намагнічування. Тому не можна характеристики, зняті для одного типу осердя, використовувати при розрахунку підсилювача, що має інше осердя.

Сімейство кривих $B = f(H; H_-)$ будується за формулами

$$B = \frac{E_p}{2\pi f w_p s}; \quad H = \frac{w_p I}{l}; \quad H_- = \frac{w_y I_y}{l},$$

де E_p - ЕРС у робочих обмотках, а відповідні струми і напруги визначаються за методом амперметра-вольтметра.

Формула для визначення індукції справедлива для синусоїдальних B і E_p . Тому при її використанні ми здійснюємо лінеаризацію, переходячи до еквівалентних синусоїд ЕРС і струму в робочому колі.

Для підсилювача з вихідним постійним струмом використовуються характеристики $B = f(H_{сер}; H_-)$. Тут $H_{сер}$ визначається за середнім значенням робочого струму $I_{сер}$, а $B_m = \sqrt{2}B$.

Розглянемо порядок побудови статичної характеристики лінеаризованого підсилювача з вихідним змінним струмом. Для кола змінного струму підсилювача, що складається з послідовно сполучених дроселя і активного навантаження, можна записати таке рівняння:

$$U^2 = (IR)^2 + E_p^2, \quad (2.1.50)$$

де $R = R_n + R_p$.

При послідовному з'єднанні обмоток w_p маємо

$$E_p = 2\pi f w_p s B; \quad I = H l / w_p.$$

Підставивши значення I та E_p у вираз (2.1.26), одержимо рівняння еліпса

$$\left(\frac{B}{B_0}\right)^2 + \left(\frac{H}{H_k}\right)^2 = 1; \quad (2.1.51)$$

де $B_0 = \frac{U}{2\pi f w_p s}$; $H_k = \frac{U w_p}{R l}$ - напівосі еліпса.

Рівняння (2.1.51) зв'язує змінні B і H . Ці самі величини пов'язані і характеристиками намагнічування $B = f(H; H_-)$.

Спільний графічний розв'язок рівнянь еліпса і сімейство характеристик намагнічування дозволяє одержати при відомих параметрах навантаження і напрузі живлення статичну характеристику підсилювача.

За відомими значеннями будуюмо на сімействі характеристик намагнічування еліпс, вісі якого збігаються з осями координат (рис. 2.1.20, а). Точки перетину еліпса з кривими $H_- = \text{const}$ визначають у відповідній сис-

темі координат характеристику підсилювача $H = f(H_-)$, яка може бути легко перерахована в характеристику $I_H = f(I_y)$.

При комплексному навантаженні на додаток до еліпса з початку координат проводимо промінь ON під кутом α до осі абсцис:

$$\alpha = \arctg \frac{X_n I}{2\pi f \omega_p^2 S}, \quad (2.1.52)$$

де X_n - реактивний опір навантаження.

Віднімаючи від ординат еліпса ординати прямої ON , одержимо криву, показану на рис. 2.1.20, *a* пунктиром. Точки перетину цієї кривої із характеристиками намагнічування визначають залежність $B = f(H_-)$ для індуктивного навантаження. При ємнісному навантаженні ординати еліпса і прямої ON додаються.

Розглянутий спосіб побудови статичної характеристики підсилювача дозволяє зручно виявити вплив різноманітних чинників на характеристику

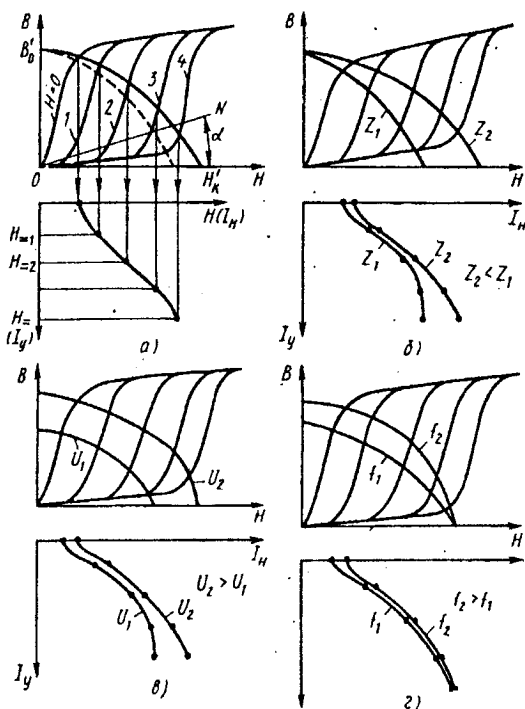


Рис.2.1.20. Графічна побудова статичних характеристик магнітних підсилювачів

«вхід-вихід». Для цього необхідно визначити, використовуючи формулу (2.1.51), як впливає параметр, що розглядається, на розміри напівосей еліпса B_0' і H_k' . Наприклад, при підвищенні напруги напівосі еліпса зростають. Зсув точок, що визначають струм холостого ходу, показує, що зі збільшенням напруги він також зростає.

Вплив різноманітних параметрів показаних на рис. 2.1.20, б, в, г. З рисунка видно, що збільшення частоти живлення майже не позначається на характеристиці підсилювача. Зростання опору навантаження призводить до зниження коефіцієнта кратності струму в навантаженні.

2.2. Магнітні підсилювачі з зворотним зв'язком

2.2.1. Загальні відомості

Характеристики магнітного підсилювача можуть бути значно покращені за рахунок введення додаткового впливу, що залежить від струму або напруги на виході підсилювача. Такий вплив, що подається з виходу підсилювача на його вхід, називається зворотним зв'язком.

В магнітних підсилювачах розрізняють позитивний і негативний, зовнішній і внутрішній, жорсткий і гнучкий зворотний зв'язок.

При *позитивному* зворотному зв'язку вихідний сигнал, що подається на вхід підсилювача, додається до вхідного сигналу управління. При позитивному зворотному зв'язку підвищується коефіцієнт підсилення і покращується швидкодія магнітного підсилювача.

При *негативному* зворотному зв'язку вихідний сигнал, що подається на вхід підсилювача, віднімається від вхідного сигналу управління. За рахунок негативного зворотного зв'язку покращується стабільність перетворення вхідного сигналу в вихідний, тобто покращуються вимірювальні властивості магнітного підсилювача. Однак при негативному зворотному зв'язку зменшується коефіцієнт підсилення. Тому в магнітних підсилювачах найбільше розповсюдження отримав позитивний зворотний зв'язок. Якщо спеціально не обумовлено, який вид зворотного зв'язку використовується, то під словами "магнітний підсилювач із зворотним зв'язком" звичайно розуміється саме підсилювач з позитивним зворотним зв'язком.

Для здійснення *зовнішнього* зворотного зв'язку передбачається спеціальна обмотка зворотного зв'язку, яка розміщується на осердях підсилювача так само, як і обмотка управління. При *внутрішньому* зворотному зв'язку ніякої додаткової обмотки зворотного зв'язку не вимагається. Сигнал зворотного зв'язку проходить у вигляді складової через робочі (вихідні) обмотки підсилювача. При цьому, послідовно з робочими обмотками, вмикаються однопівперіодні випрямлячі. За рахунок постійної (випрямленої) складової вихідного струму створюється магнітний потік зворотного зв'язку, який змінює ступінь насичення осердя підсилювача. При позитивному зворотному зв'язку магнітний потік зворотного зв'язку додається до

магнітного потоку обмотки управління і насичення осердя збільшується. Тому в літературі підсилювачі із внутрішнім зворотним зв'язком інколи називають підсилювачами з самонасиченням або самопідмагнічуванням.

При жорсткому зворотному зв'язку сигнал зворотного зв'язку пропорційний вихідному сигналу. При гнучкому зворотному зв'язку сигнал зворотного зв'язку пропорційний до швидкості зміни вихідного сигналу. Згідно цього, гнучкий зворотний зв'язок діє лише в перехідному процесі, тобто при зміні вихідного сигналу. Він потрібен для поліпшення динаміки роботи магнітного підсилювача.

2.2.2. Магнітний підсилювач з зовнішнім зворотним зв'язком

Типові схеми магнітних підсилювачів з зовнішнім зворотним зв'язком наведені на рис. 2.2.1. Ці магнітні підсилювачі окрім робочої обмотки w_p і обмотки управління w_y мають спеціальну обмотку зворотного зв'язку $w_{зз}$, на яку подається сигнал з виходу підсилювача.

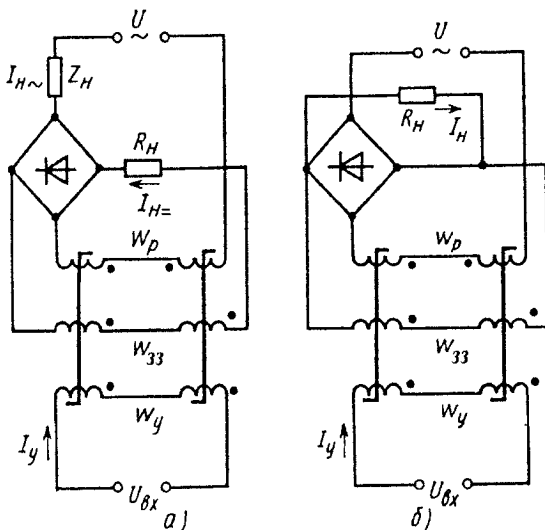


Рис.2.2.1. Типові схеми магнітних підсилювачів із зовнішнім зворотним зв'язком

Існує два види зовнішнього зворотного зв'язку: за струмом і за напругою. В схемі на рис. 2.2.1,а на обмотку зворотного зв'язку подається випрямлений струм навантаження I_H . Таким чином здійснюється зворотний зв'язок за струмом. В схемі на рис. 2.2.1,б на обмотку зворотного зв'язку подається випрямлена напруга навантаження U_H . Так здійснюється зворотний зв'язок за напругою. Напрямок струму $I_{зз}$ в обмотках зворотного зв'язку

постійний і визначається полярністю їх підключення до випрямляча. Якщо дія струму I_{33} в обмотці w_{33} посилює дію струму управління I_y в обмотці w_y , то маємо позитивний зворотний зв'язок. Магніторушійні сили обмоток управління і зворотного зв'язку при цьому додаються. Перейти від позитивного зворотного зв'язку до негативного можна змінивши полярності (напряму) струму управління в w_y або переминою кінців обмотки w_{33} , яка підключається до випрямляча. В цьому випадку магніторушійні сили обмоток управління і зворотного зв'язку віднімаються.

В схемі (рис. 2.2.1,а) навантаження може бути під'єднане як з боку постійного, так і змінного струму. Навантаження постійного струму R_H включене послідовно з обмоткою зворотного зв'язку w_{33} , тобто після випрямляча. Навантаження змінного струму Z_H підключається до випрямляча. В цьому випадку випрямляч служить тільки для здійснення зворотного зв'язку. В деяких випадках і при навантаженні постійного струму для живлення обмотки зворотного зв'язку використовується окремий випрямляч, що підвищує стабільність характеристик магнітного підсилювача.

Зворотний зв'язок за напругою звичайно застосовується в потужних магнітних підсилювачах, тобто при великих струмах навантаження. В цьому випадку для випрямляча в колі зворотного зв'язку за струмом необхідні були б діоди на більші струми, що мають більші габарити і використовуються зі спеціальними охолоджувальними радіаторами. А саму обмотку зворотного зв'язку необхідно було б виконувати дуже товстим проводом.

З точки зору принципу дії різниці між підсилювачами із зворотним зв'язком за струмом і за напругою немає.

Для статичної характеристики ідеального магнітного підсилювача (див. § 2.1.3) за наявності зворотного зв'язку рівняння (2.1.25) буде мати вигляд

$$I_p w_p = I_y w_y \pm I_{33} w_{33}, \quad (2.2.1)$$

де знак плюс відповідає позитивному зворотному зв'язку, а знак мінус – негативному.

Оскільки довжина шляхів l для постійного і змінного магнітних потоків у більшості магнітних підсилювачів однакова, можна записати рівність напруженостей магнітного поля:

$$H_{сер} = H_{\pm},$$

де $H_{сер}$ – середнє за напівперіод значення напруженості змінного магнітного поля; H_{\pm} – напруженість постійного магнітного поля, що створюється спільними діями обмоток управління і зворотного зв'язку; $H_{\pm} = H_y \pm H_{33}$.

Напруженість магнітного поля, створюваного обмоткою зворотного зв'язку,

$$H_{33} = I_{33} w_{33} / l.$$

При зворотному зв'язку за струмом вважаємо, що весь випрямлений струм навантаження проходить по обмотці зворотного зв'язку, тобто $I_{сер} = I_{зз}$.

Тоді
$$H_{зз} = K_{зз} H_{сер}$$

де $K_{зз}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку.

Таким чином, коефіцієнт зворотного зв'язку це відношення постійної складової напруженості зворотного зв'язку до середнього значення напруженості змінного поля. Чисельно він визначається як відношення числа витків обмотки зворотного зв'язку до числа витків робочої обмотки: $K_{зз} = w_{зз}/w_p$. Оскільки при позитивному зворотному зв'язку $H_{зз} < H_{сер}$, значення коефіцієнта $K_{зз}$ звичайно менше одиниці. Чим більше $K_{зз}$, тим сильніший зворотний зв'язок.

Використовуючи коефіцієнт зворотного зв'язку, можна записати рівняння статичної характеристики ідеального магнітного підсилювача:

$$H_{сер} = \frac{H_y}{1 \pm K_{зз}} \quad (2.2.2)$$

В цьому рівнянні знак мінус відповідає позитивному зворотному зв'язку, а знак плюс – негативному.

Для зовнішнього зворотного зв'язку характерно те, що можна розімкнути обмотку зворотного зв'язку, а працездатність магнітного підсилювача збережеться. Коефіцієнт зворотного зв'язку при цьому дорівнює нулю, а всі формули будуть аналогічні наведеним в гл. 2.1, якщо підставити $K_{зз} = 0$.

З урахуванням (2.2.2) і позначаючи коефіцієнти підсилення магнітного підсилювача без зворотного зв'язку через k_{I0} (за струмом), k_{U0} (за напругою), k_{P0} (за потужністю), отримаємо значення цих коефіцієнтів за наявності зворотного зв'язку

$$\left. \begin{aligned} k_I &= \frac{I_n}{I_y} = \frac{w_y/w_p}{1 \pm K_{зз}} = \frac{k_{I0}}{1 \mp K_{зз}}; \\ k_U &= k_I \frac{R_n}{R_y} = \frac{k_{U0}}{1 \mp K_{зз}}; \\ k_P &= k_I^2 \frac{R_n}{R_y} = \frac{k_{P0}}{(1 \mp K_{зз})^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.2.3)$$

Таким чином, в магнітних підсилювачах позитивний зворотний зв'язок підвищує струм, напругу і потужність.

Теоретично при $K_{зз} = 1$ коефіцієнти підсилення прямують до нескінченності. Нагадаємо, що виведення формул ми проводили для ідеального магнітного підсилювача. На практиці при $K_{зз} > 1$ підсилювач переходить в релейний режим роботи, при якому струм навантаження змінюється стри-

бкоподібно, аналогічно стрибкоподібній зміні струму в колі контактів реле при його спрацюванні. Такий режим магнітного підсилювача використовується в безконтактних магнітних реле, що розглядатимуться в гл. 3.6.

Наявність зворотного зв'язку впливає і на перехідний процес в магнітному підсилювачі, тобто на динамічний режим його роботи. Аналіз перехідного режиму в підсилювачі із зворотним зв'язком проводиться, так як і в § 2.1.3, на підставі формули (2.1.26). Різниця полягає в тому, що в рівнянні (2.1.28) добуток $I_y w_y$ замінюють $I_y w_y (1 \mp K_{зз})$. Пояснюється це тим, що в підсилювачі зі зворотним зв'язком магнітний потік управління створюється спільною дією двох обмоток: управління і зворотного зв'язку. Отже, і напруженість постійного магнітного поля, створюваного цими обмотками,

$$H_{\pm} = H_y + H_{зз} \quad .$$

В підсилювачі без зворотного зв'язку напруженість постійного магнітного поля визначалася тільки як H_y . Тому при аналізі підсилювача із зворотним зв'язком потрібно брати замість H_y $H_{\pm} = H_y + H_{зз}$. Приймаючи (як і в попередньому параграфі) $H_{сеп} = H_{\pm}$, можемо записати

$$H_{\pm} = H_y / (1 \mp K_{зз}) \quad \text{або} \quad H_y = H_{\pm} (1 \mp K_{зз}) \quad .$$

В результаті рівняння перехідного процесу буде тепер характеризуватися сталою часу

$$T_y = T_{y0} / (1 \mp K_{зз}) \quad , \quad (2.2.4)$$

де $T_{y0} = \frac{1}{4f} \frac{R w_y^2}{R_y w_p^2}$ – стала часу кола управління підсилювача без зворотного зв'язку.

Знак мінус в рівнянні (2.2.4) відповідає позитивному зворотному зв'язку.

Добротність підсилювача (відношення коефіцієнта підсилення за потужністю до сталої часу) одержуємо з (2.2.3) і (2.2.4):

$$D = \frac{k_p}{T_y} = \frac{D_0}{1 \mp K_{зз}} \quad , \quad (2.2.5)$$

де D_0 – добротність підсилювача без зворотного зв'язку, що визначається за рівнянням (2.1.29).

Як видно з (2.2.5), наявність позитивного зворотного зв'язку підвищує і добротність магнітного підсилювача.

Після підстановки (2.1.29) в (2.2.5) отримаємо

$$D = \frac{4\eta f}{1 \mp K_{зз}} \quad , \quad (2.2.6)$$

де $\eta = R_n / (R_n + R_p + R_b + R_{зз})$ – ККД; R_n – опір навантаження; R_p – опір робочої обмотки; R_b – опір випрямляча; $R_{зз}$ – опір обмотки зворотного зв'язку.

Для роботи підсилювача в оптимальному режимі звичайно приймають $K_{зз} = 0.96$. Аналіз виразу (2.2.6) показує, що, вводючи в підсилювач позитивний зворотний зв'язок і зберігаючи значення коефіцієнта підсилення за потужністю, можна значно знизити сталу часу (наприклад, при $\tau = 0,96$ в 25 раз), тобто покращити швидкодію підсилювача. Досягається це за рахунок зменшення числа витків (тобто індуктивності) обмотки управління підсилювача. Іншим способом зменшення сталої часу є збільшення частоти живлення f , що також впливає з рівняння (2.2.6). Тому для магнітних підсилювачів використовують джерела живлення підвищеної частоти (400, 500, 1000 Гц). Для підсилювачів малої потужності стала часу може бути зменшена до декількох мілісекунд, а для великої потужності – до декількох десятків мілісекунд.

У випадку застосування магнітного підсилювача з вихідним змінним струмом (без випрямляча в колі навантаження) в рівняння (2.2.4) – (2.2.6) необхідно ввести коефіцієнт форми змінного струму k_f .

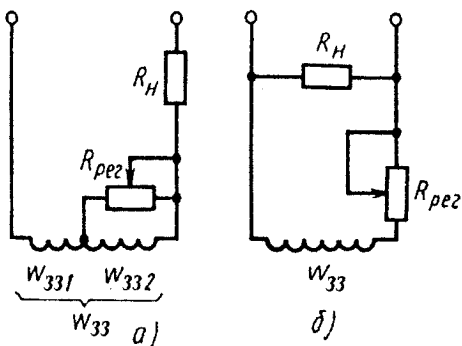


Рис.2.2.2. Схеми регулювання коефіцієнта зворотного зв'язку

Для регулювання коефіцієнта зворотного зв'язку використовують два способи: зміна числа витків обмотки зворотного зв'язку і зміна струму в обмотці зворотного зв'язку.

При використанні першого способу обмотку зворотного зв'язку виконують з відводом, що дозволяє ступенево змінювати $K_{зз}$. При другому способі використовують регульовальні резистори, які забезпечують плавну зміну $K_{зз}$.

Регульовальний резистор в підсилювачі зі зворотним зв'язком за струмом підключається паралельно до обмотки зворотного зв'язку (рис. 2.2.2, а), а в підсилювачі зі зворотним зв'язком за напругою – послідовно до цієї обмотки (рис. 2.2.2, б).

В магнітних підсилювачах із зворотним зв'язком за струмом регулювальний резистор $R_{\text{рег}}$ підключають паралельно не до всієї обмотки w_{33} , а тільки до частини її витків, що складають приблизно 10-20% від загального числа витків w_{33} , для чого робиться спеціальне відведення. Робиться це для того, щоб значно не зростала інерційність підсилювача.

Адже утворений обмоткою і регулювальним резистором замкнутий контур уповільнює зміну потоку тим більше, чим більша його індуктивність. Якщо регулювальний резистор підключений паралельно до частини витків обмотки зворотного зв'язку w_{332} (рис. 2.2.2, а), то коефіцієнт зворотного зв'язку визначається за формулою

$$K_{33} = \frac{w_{33} - w_{332}}{w_{33}} + \frac{w_{332}}{w_{33}} \frac{R_{\text{рег}}}{R_{332} + R_{\text{рег}}}, \quad (2.2.7)$$

або $K_{33} = (w_{33} / w_p) K_{\text{рег}}$, де $K_{\text{рег}} = R_{\text{рег}} / (R_{332} + R_{33})$.

Для зворотного зв'язку за напругою (рис. 2.22,б) струм зворотного зв'язку

$$I_{33} = \frac{U_n}{R_{33} + R_n} = \frac{R_n}{R_{33} + R_n} I_{\text{сер}},$$

тоді

$$K_{33} = \frac{w_{33} R_n}{w_p (R_{33} + R_n)} = \frac{w_{33} R_n}{w_p R_{33}} K_{\text{рег}}, \quad (2.2.8)$$

де $K_{\text{рег}} = R_{33} / (R_{33} + R_n)$.

Отже, при будь-якому виді зворотного зв'язку (за струмом або за напругою) опір регулювального резистора враховується введенням в формулу для K_{33} регулювального коефіцієнта $K_{\text{рег}}$, що визначається за (2.2.7) або (2.2.8).

Статичні характеристики "вхід-вихід" реального магнітного підсилювача з різноманітними значеннями коефіцієнта зворотного зв'язку K_{33} показані на рис. 2.2.3. При збільшенні K_{33} характеристика стає несиметричною і зміщується ліворуч паралельно осі абсцис. Струм в колі навантаженому при сигналі $I_y = 0$ вже не буде дорівнювати його мінімальному значенню $I_{\text{ну}}$, його значення збільшується з зростанням K_{33} (точки 1, 2, 3). Як було показано в § 2.1.1, струм холостого ходу в реальному підсилювачі не дорівнює нулю (через кінцеве значення індуктивності робочої обмотки). За наявності зворотного зв'язку цей струм надходить в обмотку w_{33} і створює додаткове підмагнічування, зміщуючи характеристику підсилювача. Для зменшення струму холостого ходу в підсилювачі з позитивним зворот-

ним зв'язком застосовують спеціальну обмотку зміщення w_{zm} . Напруженість магнітного поля, створюваного цією обмоткою, повинна дорівнювати напруженості поля, створюваного обмоткою зворотного зв'язку w_{z3} при проходженні по ній струму I_{H0} , тобто $H_{zm} = I_{H0}w_{zm} / l$, протилежна за напрямом.

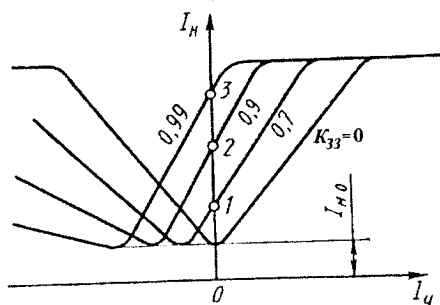


Рис.2.2.3. Статичні характеристики магнітних підсилювачів з різними коефіцієнтами зворотного зв'язку

В цьому випадку обмотка зміщення буде повністю компенсувати підмагнічувальну дію обмотки зворотного зв'язку за відсутності сигналу управління ($I_y = 0$). При наближенні значення коефіцієнта зворотного зв'язку до одиниці є небезпека переходу підсилювача в релейний режим. Як вже відзначалося, звичайно приймають величину $K_{z3} = 0.96$. Однак при використанні високоякісних осердь і випрямлячів зі стабільними параметрами і при незначних коливаннях температури зовнішнього середовища величина K_{z3} може бути доведена до $0.98 - 0.99$. При цьому забезпечуються значно більші коефіцієнти підсилення і гарна лінійність перетворення вхідного сигналу у вихідний. Добротність реальних магнітних підсилювачів зі зворотним зв'язком знаходиться звичайно в межах $D = (100 \dots 1000)f$, де f — частота напруги живлення.

Статичну характеристику магнітного підсилювача зі зворотним зв'язком можна побудувати графічно по характеристиці цього ж підсилювача без зворотного зв'язку.

Розглянемо таку побудову стосовно до магнітного підсилювача зі зворотним зв'язком за струмом (див. рис. 2.2.1, а). Напруженість постійного магнітного поля H_- в цьому підсилювачі створюється спільною дією струму управління I_{y1} , що проходить по обмотці w_y , і струму навантаження I_n , що протікає по обмотці w_{z3} , тобто

$$H_- = (I_{y1}w_y + I_n w_{z3}) / l, \quad (2.2.9)$$

де l — середня довжина шляху постійного магнітного потоку.

За відсутності зворотного зв'язку (якщо розімкнути коло обмотки w_{33}) те ж значення напруженості може бути створене більшим струмом управління I_{y2} :

$$H_{-} = I_{y2} w_y / l \quad , \quad (2.2.10)$$

Знайдем I_{y1} з рівняння (2.2.9), підставимо H_{-} із (2.2.10):

$$I_{y1} = H_{-} l / w - I_H w_{33} / w_y = I_{y2} - I_H w_{33} / w_y \quad , \quad (2.2.11)$$

Перший член рівняння (2.2.11) це струм управління магнітного підсилювача без зворотного зв'язку, а другий член – це струм навантаження, приведений до числа витків обмотки управління. Іншими словами, це такий умовний струм в обмотці управління, який еквівалентний за дією струму навантаження, що протікає по обмотці зворотного зв'язку. Позначимо цей приведений (умовний) струм через I_n' , тобто

$$I_n' = I_n (w_{33} / w_y).$$

Цей вираз є характеристикою зворотного зв'язку. Побудову статичної характеристики проводимо в координатній площині (рис. 2.2.4): по осі абсцис відкладаємо I_y , по осі ординат – I_n . Характеристика зворотного зв'язку в цих осях зображується прямою Oa , що проходить через початок координат під кутом $\alpha = \arctg K_{33}$ до осі ординат. В цих же осях координат будемо характеристику навантаження магнітного підсилювача без зворотного зв'язку $I_n = f(I_y)$, яка на рис. 2.2.4 позначена $bвг$. Тепер на основі (2.2.11) виконуємо графічну побудову характеристики підсилювача зі зворотним зв'язком.

Точка A перетину прямої Oa з характеристикою підсилювача $bвг$ визначає нове значення струму холостого ходу. Зносимо це значення на вісь ординат (точка e). Після цього проводимо ще декілька прямих, паралельних Oa , і знаходимо точки їх перетину з кривою $bвг$. З точок перетину цих прямих з віссю абсцис поставимо перпендикуляри, на які опускаємо точки перетину характеристики зворотного зв'язку з характеристикою підсилювача без зворотного зв'язку.

З побудови видно, що струм $I_{y1} < I_{y2}$, тобто для отримання одного і того ж струму навантаження I_n в магнітному підсилювачі зі зворотним зв'язком потрібен менший струм в обмотці управління, ніж в підсилювачі без зворотного зв'язку.

Побудована таким чином характеристика підсилювача зі зворотним зв'язком позначена $деж$. Аналізуючи вигляд цієї кривої, приходимо до висновку, що характеристика магнітного підсилювача виходить несиметричною: в правій частині її крутизна більша, ніж у підсилювача без зворотного зв'язку, а в лівій частині – менша. Гілка $еж$ відповідає позитивному зворотному зв'язку, а гілка $де$ – негативному зворотному зв'язку.

Побудова на рис. 2.2.4 виконана для значення $K_{зз} < 1$. Порівняння характеристик магнітного підсилювача зі зворотним зв'язком і без зворотного зв'язку показує, що із збільшенням $K_{зз}$ струм холостого ходу в навантаженні зростає. Для зменшення струму холостого ходу в підсилювачі з позитивним зворотним зв'язком застосовують обмотку зміщення $w_{зм}$, що охоплює, подібно обмоткам управління і зворотного зв'язку, обидва осердя (рис. 2.2.5, а). Ця обмотка живиться постійним струмом і забезпечує постійне підмагнічування осердь. Завдяки такому підмагнічуванню характеристика підсилювача зміщується ліворуч або праворуч паралельно самій собі (рис. 2.2.5, б).

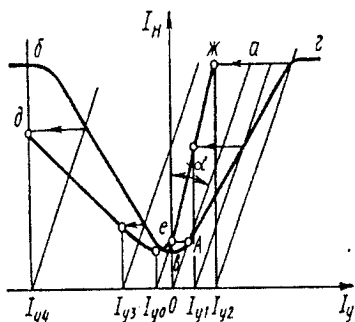


Рис. 2.2.4. Графічна побудова статичної характеристики магнітного підсилювача із зворотним зв'язком

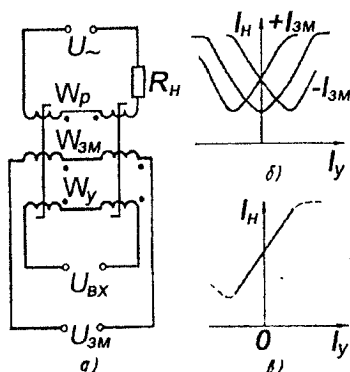


Рис. 2.2.5. Магнітний підсилювач з обмоткою зміщення

Іноколи за допомогою обмотки зміщення початкову робочу точку зміщують на середину лінійної ділянки (рис. 2.2.5, в). Такий підсилювач можна назвати поляризованим: при позитивних значеннях I_y струм навантаження лінійно зростає, при негативних — зменшується.

2.2.3. Магнітні підсилювачі з внутрішнім зворотним зв'язком

В розглянутих вище магнітних підсилювачах зі спеціальною обмоткою зворотного зв'язку позитивний зворотний зв'язок проявлявся в тому, що в осердях магнітного підсилювача окрім постійного підмагнічування від струму управління створювалося ще одне постійне магнітне поле, пропорційне струму (або напрузі) навантаження. Такий же ефект досягається і в підсилювачах з внутрішнім зворотним зв'язком — постійне магнітне поле створюється за рахунок постійної складової струму навантаження, яка протікає по робочим обмоткам підсилювача. Отже, немає необхідності в спеціальних обмотках зворотного зв'язку. Підсилювачі з внутрішнім зворотним зв'язком називають ще підсилювачами з самопідмагнічуванням.

Розглянемо роботу найпростішої схеми (рис. 2.2.6, а), що лежить в основі всіх схем підсилювачів з внутрішнім зворотним зв'язком. На осерді розміщені дві обмотки: управління w_y і робоча w_p . Для обмеження змінного струму в колі обмотки управління, який трансформується (наводиться) з кола робочої обмотки, служить індуктивність L_y . Нагадаємо, що індуктивний опір $X_L = \omega L$ пропорційний частоті, тому на значення постійного струму w_y індуктивність L_y практично не впливає. Послідовно з навантаженням R_H в коло робочої обмотки включений випрямлювальний діод D . Тому під дією змінної синусоїдальної напруги U по робочій обмотці і в навантаженні проходить однопівперіодний випрямлений струм (рис. 2.2.6, б). Цей струм можна представити у вигляді суми постійної і змінної складових. Постійна складова струму навантаження I_H створює в осерді постійне магнітне поле, тобто виникає ефект, аналогічний дії обмотки зворотного зв'язку в підсилювачі із зовнішнім зворотним зв'язком. Функції обмотки зворотного зв'язку в схемі (рис. 2.2.6, а) виконує робоча обмотка, а коефіцієнт зворотного зв'язку в цьому випадку $K_{зз} = 1$. Ця схема

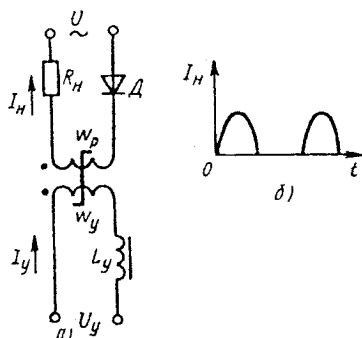


Рис.2.2.6. Найпростіша схема магнітного підсилювача з внутрішнім зворотним зв'язком

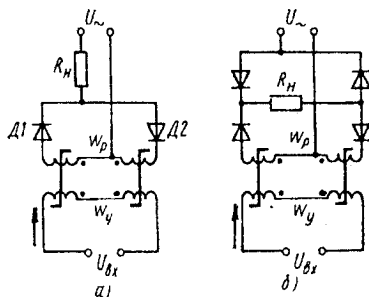


Рис.2.2.7. Основні схеми магнітних підсилювачів з зворотним зв'язком

для магнітних підсилювачів майже не застосовується, вона призначена лише для ілюстрації принципу дії внутрішнього зворотного зв'язку.

Основні схеми магнітних підсилювачів з внутрішнім зворотним зв'язком показані на рис. 2.2.7. Для навантаження змінного струму використовується схема (рис. 2.2.7, а) з обмотками управління, розташованими на двох осердях і включеними так, що змінні складові ЕРС, які трансформуються з робочої обмотки, взаємно знищуються. Зверніть увагу на точки: вони показують, що обмотки управління включені узгоджено, а робочі обмотки – зустрічно. В один з півперіодів напруги живлення струм в навантаження іде через діод $D1$, а в другий – через діод $D2$. Якщо з схеми виключити ці діоди, то отримаємо звичайний магнітний підсилювач з паралельним з'єднанням робочих обмоток без зворотного зв'язку (постійна

складова в струмі робочих обмоток буде відсутня). Для навантаження постійного струму використовується схема (рис.2.2.7,б) з випрямляювальним мостом. Через кожну з робочих обмоток по чергово проходить однопівперіодний випрямлений струм, який відповідає струму навантаження. А через навантаження R_n проходить двопівперіодний випрямлений струм. Для ступеневого регулювання коефіцієнта зворотного зв'язку використовують робочі обмотки, що складаються з декількох частин, які можуть бути включені зустрічно або узгоджено. Для плавного регулювання $K_{зз}$ застосовують регулювальний резистор, що шунтує діоди. Наприклад, в схемі на рис. 2.2.7, а при шунтувальному опорі, який дорівнює нулю, отримаємо $K_{зз} = 0$, тобто зворотний зв'язок буде відсутній. За відсутності шунтувальних резисторів (тобто шунтувальний опір прямує до нескінченності) $K_{зз} = 1$. Вигляд статичних характеристик підсилювачів з зовнішнім і внутрішнім зворотним зв'язком практично однаковий. Те ж можна сказати і про значення коефіцієнта підсилення. Схожі і їх динамічні властивості, якщо при цьому врахувати, що число витків робочої обмотки підсилювача із внутрішнім зворотним зв'язком повинно бути в два рази більше числа витків робочої обмотки підсилювача з зовнішнім зворотним зв'язком при інших рівних умовах. Однак втрати в робочому колі підсилювача з самопідмагнічуванням менші, ніж в зовнішньому зворотному зв'язку, оскільки в кожному півперіод напруги живлення струм проходить лише по одній з робочих обмоток. Отже, магнітний підсилювач із внутрішнім зворотним зв'язком має більший ККД і коефіцієнт підсилення за потужністю, що призводить до збільшення добротності. При однакових розмірах осердь підсилювач з внутрішнім зворотним зв'язком має вихідну потужність майже у півтора рази більшу, ніж підсилювач із зовнішнім зворотним зв'язком. Крім цих досягнень підсилювачі з внутрішнім зворотним зв'язком мають меншу кількість обмоток, а в деяких випадках і меншу кількість діодів (вентилів). Тому в наш час переважне застосування (особливо в потужних підсилювачах) отримав внутрішній зворотний зв'язок. Зовнішній зворотний зв'язок застосовують в тих малопотужних підсилювачах, де головною вимогою є стабільність роботи. До них відносяться, наприклад, магнітні підсилювачі, що застосовуються в вимірювальній і обчислювальній техніці.

Слід відзначити, що для створення високоякісних і стабільних магнітних підсилювачів з самонасиченням потрібні не тільки високоякісні матеріали для осердь, але й високоякісні випрямлячі, що мають, передусім, високий зворотний опір.

2.3. Реверсивні магнітні підсилювачі

2.3.1. Загальні відомості

Реверсивні магнітні підсилювачі відрізняються тим, що при зміні полярності вхідного сигналу (струму керування) змінюється поляр-

ність вихідного сигналу (струму навантаження). Реверсивні магнітні підсилювачі можуть жити навантаження постійного або змінного струму. В останньому випадку, в залежності від полярності струму керування, змінюється на 180° фаза вихідної напруги. Статична характеристика реверсивного магнітного підсилювача показана на рис. 2.3.1. Вона має вигляд симетричної кривої, що проходить через початок координат. Таким чином, за відсутності сигналу управління ($I_y=0$) струм в навантаженні також дорівнює нулю. Нагадаємо, що в нереверсивних (однотактних) магнітних підсилювачах при $I_y=0$ через навантаження проходить струм холостого ходу, для зменшення якого використовують, наприклад, зміщення.

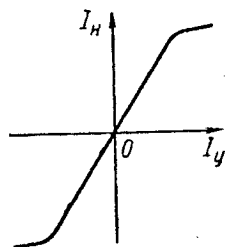


Рис.2.3.1. Статична характеристика реверсивного магнітного підсилювача

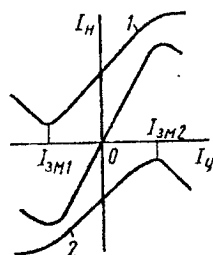


Рис.2.3.2. Побудова статичної характеристики реверсивного магнітного підсилювача

Відповідну статичну характеристику реверсивного магнітного підсилювача можна отримати, якщо з'єднати два однакових нереверсивних підсилювача таким чином, щоб вони діяли на загальне навантаження зустрічно при загальному сигналі управління. На рис. 2.3.2 показані дві характеристики (1 і 2) однотактних магнітних підсилювачів із зміщенням і без зворотного зв'язку. При зустрічному включенні таких підсилювачів їх підсумкова статична характеристика одержується графічним додаванням кривих 1 і 2. Для того щоб струм навантаження при $I_y = 0$ дорівнював нулю, необхідна ідентичність характеристик магнітних підсилювачів, що складають реверсивний магнітний підсилювач. Однотактні магнітні підсилювачі, на основі яких виконується реверсивний магнітний підсилювач, можуть бути включені за диференціальною або мостовою схемами. Нагадаємо, що аналогічним способом забезпечувалася реверсивна характеристика в різноманітних перетворювачах, розглянутих в розд. II. Розрізняють реверсивні магнітні підсилювачі з вихідним постійним і змінним струмом, зі зворотними зв'язками і без них. Оскільки реверсивний магнітний підсилювач складається з двох однотактних підсилювачів, то він має чотири осерддя, але розроблені схеми і з меншим числом осердь.

2.3.2. РМП з виходом на змінному струмом

Диференціальна схема реверсивного магнітного підсилювача без зворотного зв'язку показана на рис. 2.3.3. Два однакових однокатних підсилювача $МП1$ і $МП2$ з послідовно з'єднаними робочими обмотками живляться від вторинної обмотки диференційного трансформатора Tr . Навантаження Z_n включається між середніми точками вторинної

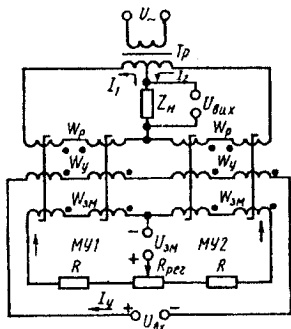


Рис. 2.3.3. Диференціальна реверсивна схема магнітного підсилювача

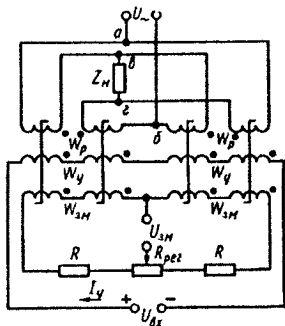


Рис. 2.3.4. Мостова реверсивна схема магнітного підсилювача

обмотки трансформатора Tr і робочих обмоток підсилювачів $МП1$ і $МП2$. Застосовуючи принцип накладання, можна розглядати струм через навантаження як різницю двох струмів: I_1 і I_2 . За відсутності вхідного сигналу ($I_y=0$) струми I_1 і I_2 повинні бути рівні. Вони визначаються зміщенням, тобто початковим підмагнічуванням за рахунок постійного струму, що протікає по обмотках зміщення w_{3M} . Для балансування (встановлення нуля) реверсивного підсилювача при $I_y=0$ застосовується регульовальний резистор R_{pez} . Справа в тому, що виготовити два однокатних магнітних підсилювача з абсолютно однаковими характеристиками практично неможливо, тому регулюванням зміщення забезпечують рівність струмів I_1 і I_2 при $I_y=0$. Звичайно, не вдається досягти водночас рівності амплітуди і фаз цих струмів, тому навіть при $I_y=0$ через навантаження проходить струм небалансу ($I_n \neq 0$).

Обмотки зміщення і керування однокатних підсилювачів $МП1$ і $МП2$ включені таким чином, що при подачі сигналу I_y в одному підсилювачі напруженість поля керування і зміщення складаються, а в іншому – віднімаються. В підсумку струм I_1 одного підсилювача зростає, а струм I_2 іншого підсилювача зменшується, і в навантаженні з'являється струм $I_n=I_1-I_2$. При зміні полярності струму керування магнітні підсилювачі ніби міняються місцями: I_1 зменшується, а I_2 зростає. В підсумку фаза вихідного струму $I_n=I_1-I_2$ змінюється на 180° . Потрібно звернути увагу на

те, що, оскільки йдеться про змінні струми, струм навантаження фактично являє собою не алгебраїчну, а геометричну (векторну) різницю.

Слід зазначити, що короткозамкнутий контур, що створюється обмотками зміщення (як і будь-якою іншою обмоткою) збільшує інерційність підсилювача, тобто затягує тривалість перехідного процесу. Для того щоб зменшити цей шкідливий вплив, опір контуру збільшують за рахунок додаткових постійних опорів R .

Істотним недоліком диференціальної схеми реверсивного підсилювача згідно рис. 2.3.3 є наявність трансформатора Tr . Цього недоліку позбавлена мостова схема реверсивного підсилювача.

Дана схема також містить чотири осердя, причому обмотки керування і зміщення виконуються так як і в диференціальній схемі, а робочі обмотки w_p з'єднуються в мостову схему, як показано на рис. 2.3.4. В одну діагональ мосту (між точками а і б) підводиться напруга джерела живлення U_{\sim} , а в іншу діагональ мосту (між точками в і г) підключається навантаження Z_n . За відсутності струму керування ($I_y = 0$) індуктивні опори всіх робочих обмоток w_p однакові і міст зрівноважений, тобто струм в колі навантаження буде відсутній ($I_n = 0$). Як і в диференціальній схемі, при подачі сигналу управління ($I_y = 0$) підмагнічувальне поле обмоток управління додається до поля обмоток зміщення в одній парі осердь, а в другій парі - віднімається від нього. Таким чином, індуктивний опір однієї пари робочих обмоток, включених в протилежні плечі мосту, зменшується, а індуктивний опір іншої пари робочих обмоток відповідно в інших протилежних плечах мосту збільшується. В результаті баланс мосту порушується і через навантаження Z_n протікає струм. Напрямок струму навантаження визначається полярністю струму керування, тобто при зміні полярності сигналу фаза струму навантаження змінюється на 180° . Тому статична характеристика мостової схеми, як і диференціальної, має вигляд, показаний на рис. 2.3.1.

Не потрібно окремого трансформатора і в так званій трансформаторній схемі реверсивного магнітного підсилювача. Ця схема працює аналогічно диференціальній, але відрізняється подвійною кількістю робочих обмоток. Половина цих обмоток виконує функції первинних обмоток трансформатора і вмикається на напругу живлення U_{\sim} . Інша половина цих обмоток виконує функції вторинних обмоток трансформатора і живить навантаження. Таким чином, осердя магнітного підсилювача є водночас і осердям трансформатора.

Порівняння диференціальної, мостової і трансформаторної схем показує, що з точки зору коефіцієнта підсилення і споживаної потужності, вони приблизно однакові. Але найбільш простою є мостова схема, яка і знаходить найбільше застосування. Однак застосовувати її можна лише тоді, коли напруга живлення на 20-30% перевищує максимально потрібну напругу на навантаженні. В інших випадках застосовують трансформаторну або диференціальну схему реверсивного магнітного підсилювача.

2.3.3. РМП з виходом на постійному струмі

В реверсивному магнітному підсилювачі з вихідним постійним струмом при зміні полярності вхідного сигналу струм в навантаженні змінює напрямок на зворотний. Такі підсилювачі виконуються за диференціальною схемою, тобто струм в навантаженні є різниця двох випрямлених струмів.

Реверсивний підсилювач виконується у вигляді двох однотактних (нереверсивних) підсилювачів з випрямлячами в колах робочих обмоток. На рис. 2.3.5 наведена одна з можливих схем реверсивного підсилювача з вихідним постійним струмом. Розглянемо окремо коло постійного струму (рис. 2.3.6, а). Для того щоб струми кожного з однотактних підсилювачів I_1 і I_2 протікали через навантаження R_n в зустрічних напрямках, діодні випрямлювальні мости повинні бути з'єднані послідовно. Однак при такому з'єднанні утворюється шунтувальне коло, через яке може проходити струм, обминаючи навантаження. Через навантаження проходить тільки частина струму робочих обмоток, яка визначається співвідношенням опорів навантаження і діодного мосту. Це істотно знижує максимальну потужність в навантаженні. Для збільшення струму в навантаженні послідовно з випрямлювальними мостами включаються баластні опори R_b . На рис. 2.3.6, б показані залежності $I_n = f(I_y)$ за наявності баластних опорів ($R_b \neq 0$) і без них ($R_b = 0$). При $R_b \neq 0$ зростає максимальний струм в навантаженні, але зростання функції $I_b = f(I_y)$ відбувається не так швидко, як при $R_b = 0$. Таким чином, якщо необхідно мати підсилювач з високим коефіцієнтом підсилення при малих сигналах керування і з обмеженням величини вихідного сигналу (наприклад, при використанні як навантаження вимірювального приладу), то використовується схема без баластних опорів. Якщо необхідно отримати максимальну потужність на виході і лінійну характеристику в широкому діапазоні вхідних сигналів, то необхідно використовувати баластні опори. При сполученні баластних опорів за схемою (рис. 2.3.6, в) до навантаження прикладається різниця випрямлених напруг однотактних підсилювачів.

Для одержання максимальної потужності в навантаженні необхідні певні співвідношення між опорамі R_n , R_b і повним опором Z_x робочих обмоток при максимальному підмагнічуванні. Для схеми на рис. 2.3.6, а

$$R_n = \frac{Z_x}{2}, \quad R_b = \sqrt{2}R_n.$$

Для схеми на рис. 2.3.6, в

$$R_n = 2Z_x, \quad R_b = \frac{R_n}{\sqrt{2}}.$$

Слід зазначити, що навіть при такому оптимальному співвідношенні між опором ККД реверсивного магнітного підсилювача з вихідним постійним струмом не перевищує 17%. Це означає, що потужність кожного з однокатних підсилювачів, що входять до складу реверсивного підсилювача, повинна бути принаймні в шість разів більша потужності, що потрібна в навантаженні. Через цей недолік схеми (рис. 2.3.5 і 2.3.6) застосовують лише для малопотужних підсилювачів.

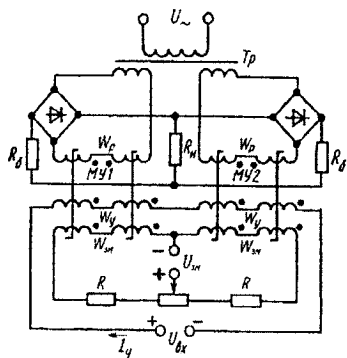


Рис. 2.3.5. Реверсивний магнітний підсилювач з вихідним постійним струмом

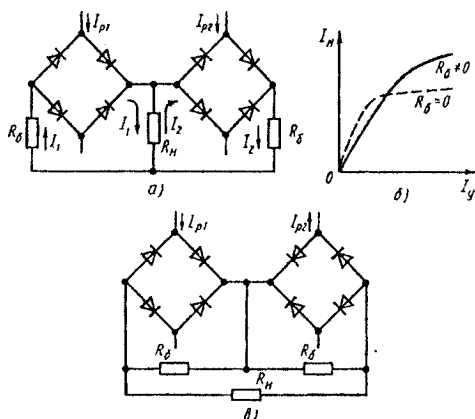


Рис.2.3.6. Коло навантаження реверсивного магнітного підсилювача

Для більш потужних підсилювачів використовуються схеми, в яких передбачені заходи підвищення ККД. Один з можливих - заміна баластних опорів напівпровідниковими тріодами (рис. 2.3.7).

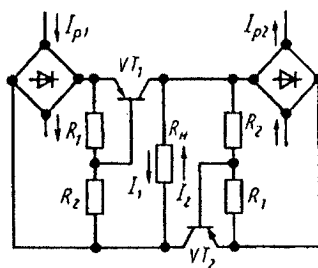


Рис. 2.3.7. Коло навантаження реверсивного магнітного підсилювача з підвищенням ККД

Напруга управління, що подається на базу транзисторів VT_1 і VT_2 з дільника напруги R_1 і R_2 , пропорційна вихідній напрузі відповідного однокат-

ктного підсилювача і при його збільшенні відкриває відповідний тріод. Струм в навантаженні при заміні транзисторами баластних опорів збільшується майже в 2,5 рази, а вихідна потужність - майже в 6 разів.

2.3.4. Зворотний зв'язок в реверсивних магнітних підсилювачах

Зворотний зв'язок в реверсивних магнітних підсилювачах може бути зовнішній і внутрішній.

При зовнішньому зворотному зв'язку обмотки магнітного підсилювача можуть бути виконані роздільно для кожного з одноканальних підсилювачів, що входять в реверсивну схему. Така схема показана на рис. 2.3.8, а

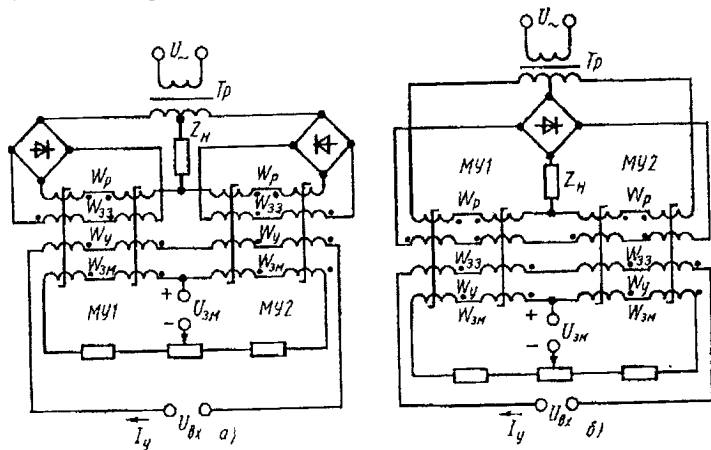


Рис. 2.3.8. Реверсивні магнітні підсилювачі із зовнішнім зворотним зв'язком

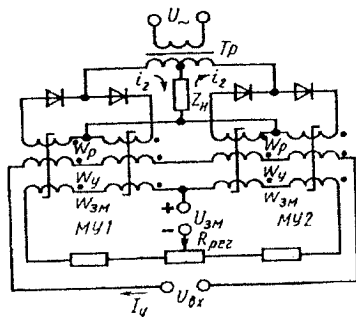


Рис.2.3.9. Реверсивний магнітний підсилювач із внутрішнім зворотним зв'язком

для диференціального підсилювача з вихідним змінним струмом. Обмотка зворотного зв'язку може включатися і послідовно з навантаженням через

випрямляч (рис. 2.3.8, б), тобто бути спільною для обох однотактних підсилювачів, що входять до схеми.

Аналогічні схеми включення обмоток зворотного зв'язку можуть бути використані і для реверсивних магнітних підсилювачів з вихідним постійним струмом. Теоретично реверсивні підсилювачі з розділними обмотками зворотного зв'язку можуть працювати без обмоток зміщення, оскільки необхідне початкове зміщення створюється за рахунок проходження по обмотках зворотного зв'язку струму холостого ходу. На практиці звичайно використовують невелику обмотку зміщення, за допомогою якої може бути вибраний необхідний режим для кожного однотактного підсилювача і точно встановлений нульовий вихідний сигнал при $I_y = 0$.

Потрібно також зазначити, що включення спільної обмотки зворотного зв'язку для реверсивних магнітних підсилювачів з вихідним постійним струмом ще більше знижує і без того низький ККД, однак підвищує стабільність нуля.

В системах автоматики, як вже зазначалося, підсилювачі, зазвичай, використовуються для живлення виконавчих електродвигунів. Найбільшою простотою і надійністю характеризуються двофазні асинхронні електродвигуни, швидкість яких регулюється за рахунок зміни напруги на обмотці управління. Для керування такими двигунами і використовуються реверсивні магнітні підсилювачі із зворотними зв'язками. На рис. 2.3.9 показана диференціальна схема реверсивного магнітного підсилювача з внутрішнім зворотним зв'язком. Для балансування схеми (настройки нуля і вигляду вихідної характеристики) використовуються обмотки зміщення, що живляться через регульовальний резистор $R_{рег}$.

Струм навантаження в опорі Z_n дорівнює різниці струмів двох однотактних підсилювачів МП1 і МП2: $I_a = I_1 - I_2$. Внутрішній зворотний зв'язок забезпечується в кожному з цих однотактних підсилювачів за рахунок



Рис. 2.3.10. Вплив зміщення на вигляд статичної характеристики реверсивного магнітного підсилювача

постійної складової струмів I_1 і I_2 , випрямлених за допомогою діодів. При

цьому постійна складова протікає лише по робочих обмотках, а в навантаження надходить близький до синусоїдального струм $I_n = I_1 - I_2$. За наявності струму керування $I_y \neq 0$ певної полярності діюче значення струму I_1 зростає, а I_2 - зменшується (оскільки в даному випадку підмагнічування осердя *МП1* зростає, а в *МП2* - зменшується). При зміні полярності сигналу керування картина міняється: I_1 зменшується, I_2 збільшується. Фаза змінного струму в навантаженні при цьому змінюється на 180° .

Розглянемо вплив зміщення на вигляд статичної характеристики реверсивного магнітного підсилювача. На рис. 2.3.10 показана побудова статичної характеристики реверсивного магнітного підсилювача при різних значеннях зміщення. Побудова виконується графічним додаванням двох статичних характеристик однокатних магнітних підсилювачів *МП1* і *МП2*, включених диференційно (назустріч один одному).

Характеристики на рис. 2.3.10, в відповідають відсутності зміщення. Значення струмів I_1 і I_2 на виході кожного з однокатних підсилювачів при $I_y = 0$ близькі до максимальних значень, що викликає додатковий нагрів підсилювача. Крім того, результуюча характеристика $I_n = f(I_y)$ має дуже полого початкову ділянку, тобто підсилювач буде нечутливим при малих сигналах керування. Щоб позбавитись цих недоліків необхідно застосовувати зміщення (початкове підмагнічування осердь). Напрямок струму зміщення вибирають таким, щоб зменшилися значення струмів I_1 і I_2 при $I_y = 0$. Характеристика $I_1 = f(I_y)$ при цьому зміщується праворуч, а характеристика $I_2 = f(I_y)$ - ліворуч.

Звичайно величину зміщення вибирають в залежності від призначення підсилювача, забезпечуючи його роботу в одному з двох режимів: режимі класу А або режимі класу В. Якщо початковий (при $I_y = 0$) стан кожного з однокатних підсилювачів відповідає точці на середині лінійної (робочої) ділянки його характеристики (рис. 2.3.10, б), то вважається, що підсилювач працює в режимі класу А. Отже, в режимі класу А зміщення вибирається таким, щоб струми I_1 і I_2 при $I_y = 0$ були рівні приблизно половині свого максимального значення. В цьому режимі досягається найбільший коефіцієнт підсилення.

В режимі класу В зміщення (початкове підмагнічування) збільшується таким чином, щоб струми I_1 і I_2 при $I_y = 0$ мали мінімальне значення (рис. 2.3.10, в). В цьому режимі забезпечуються мінімальні втрати (а значить, і високий ККД) при малих сигналах керування. При короткочасній роботі підсилювача режим класу В дозволяє зменшити перетин проводу робочих обмоток.

Можна побудувати реверсивний магнітний підсилювач з внутрішнім зворотним зв'язком і за мостовою схемою, однак схема буде більш складною, ніж диференціальна, оскільки потрібна подвійна кількість випрямлячів.

2.4. Основи розрахунку магнітних підсилювачів

Одним з основних питань при розрахунку магнітного підсилювача є визначення його габаритів. Габарити всього підсилювача та його осердя визначаються значеннями потужності навантаження, коефіцієнта підсилення, допустимого нагріву і магнітним режимом осердя. Якщо вибрати провід з високотемпературною ізоляцією або вжити заходів для інтенсивного охолодження підсилювача (наприклад, за рахунок обдуву або радіаторів), то габарити підсилювача можна істотно зменшити. Так само можна зменшити габарити осердя за рахунок застосування високоякісних магнітних матеріалів з великою індукцією і малими втратами. Природно, в цих випадках зниження габаритів буде оплачене підвищенням вартості підсилювача, виготовленого з більш дорогих матеріалів.

При проектному розрахунку прагнуть досягти оптимального рішення, під яким розуміється досягнення мінімальних габаритів, мінімальної ваги або мінімальної вартості при заданій вихідній потужності і коефіцієнті підсилення.

Ми розглянемо послідовність розрахунку, оснований на певній залежності об'єму осердя від потужності навантаження і магнітного режиму осердя. Ця залежність залишається незмінною при різних способах створення підмагнічувального поля. Тому одержані спрощені співвідношення будуть справедливі для розрахунку різноманітних схем магнітних підсилювачів: одноктактних і двотактних, без зворотного зв'язку і з зворотним зв'язком (як зовнішнім, так і внутрішнім).

Об'єм сталі одного осердя підсилювача може бути визначений за формулою

$$V_c = \frac{10^8 P}{2\pi f H_{MK} \sqrt{B_{MO}^2 - B_{MK}^2}}, \quad (2.4.1)$$

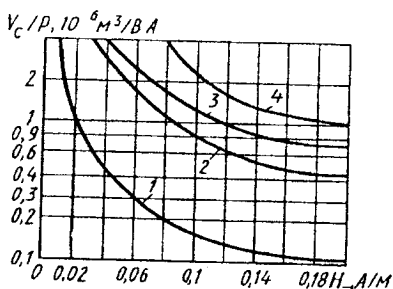


Рис. 2.4.1. Залежності мінімального питомого об'єму осердя від максимального підмагнічування для різних матеріалів і значень кратності струму в навантаженні К (1 – пермалой 65НІ; $\Delta=0,05$ мм; $f=500$ Гц; $K=10$; 2 – те ж саме, але $f=50$ Гц; 3 – сталь Е320; $\Delta=0,35$ мм; $f=50$ Гц; $K=10$; 4 – те ж саме, але $K=50$)

де P – вихідна потужність підсилювача; f – частота живлення; H_{mk} – напруженість поля при максимальному підмагнічуванні; B_{mk} – індукція в осерді при максимальному підмагнічуванні; B_{mo} – те ж саме, без підмагнічування.

Величини H_{mk} , B_{mk} , B_{mo} визначаються вибраним матеріалом осердя. Для різноманітних матеріалів розрахована крива залежності мінімального питомого об'єму V_c / P від напруженості постійного магнітного поля при максимальному підмагнічуванні H_* (рис. 2.4.1).

Осердя виготовляється з листового матеріалу, товщина якого Δ (мм) визначається частотою живлення f : $\Delta = a / \sqrt{f}$, де a – постійний коефіцієнт, який залежить від матеріалу осердя. Менші значення (0.7 - 1.9) беруться для пермалойів, більші (3 - 3.5) – для холоднокатаної електротехнічної сталі. Звичайно пермалойі застосовують в підсилювачах малої потужності (декілька ват). Після визначення мінімального питомого об'єму цю величину множать на потужність навантаження і визначають потрібний об'єм сталі V_c . Після цього вибирають потрібне осердя (звичайно тороїдальне або Ш-подібне) і визначають товщину набору h . Для тороїдального осердя

$$h = \frac{2V_c}{(D-d)k_{3c}}, \quad (2.4.2)$$

де D – зовнішній діаметр тороїда; d – внутрішній діаметр тороїда; l_c – довжина середнього магнітного шляху в осерді; k_{3c} – коефіцієнт заповнення сталлю. Для Ш-подібного осердя

$$h = \frac{V_c}{bl_c k_{3c}}, \quad (2.4.3)$$

де b – ширина середнього стержня.

В цих формулах мається на увазі використання здвоєних осердь із загальною обмоткою керування.

Об'єм міді підсилювача без зворотного зв'язку визначається розмірами пластин осердя і товщиною набору. При визначенні об'єму міді потрібно враховувати коефіцієнт заповнення вікна осердя міддю, що залежить від товщини ізоляції і способу намотки. Знаючи об'єм сталі і об'єм міді підсилювача, можна визначити його габарити і вагу.

Розрахунок основних характеристик підсилювача виконується за розрахунковими формулами, наведеними в попередніх главах і параграфах.

2.5. Спеціальні магнітні підсилювачі

2.5.1. Багатокаскадні магнітні підсилювачі

Для одержання великих коефіцієнтів підсилення використовується послідовне з'єднання декількох магнітних підсилювачів. У цьому випадку вихідний сигнал попереднього підсилювача є вхідним сигналом наступного. Таке з'єднання підсилювачів називають каскадним, а кожний із підсилювачів – каскадом. Електромагнітний пристрій у цілому називають багатокаскадним магнітним підсилювачем. Загальний коефіцієнт підсилення багатокаскадного магнітного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих каскадів. Число окремих каскадів у магнітному підсилювачі може досягати 5-6. При цьому інерційність багатокаскадного підсилювача визначається сталою часу, що складає суму сталих часу окремих каскадів. Тому багатокаскадні підсилювачі знаходять застосування і в тих випадках, коли необхідно зменшити інерційність підсилювача при заданому коефіцієнті підсилення.

Розглянемо схему двокаскадного реверсивного підсилювача з вихідним змінним струмом (рис. 2.5.1). Схема кожного з каскадів (*МП1* і *МП2*) аналогічна розглянутій в гл. 2.3 диференціальній схемі реверсивного підсилювача. Такий підсилювач може використовуватися для управління виконавчим двофазним асинхронним електродвигуном. На виході першого каскаду (*МП1*) включені мостові випрямлячі *B1* і *B2*, призначені для живлення обмоток управління другого каскаду (*МП2*). Навантаження Z_n змінного струму ввімкнені на виході другого каскаду. Напряга живлення першого каскаду U_{2-} знімається із спеціальних трансформаторних обмоток w_{p2} , намотаних на сердечники *МП2* таким чином, що наведені у них з робочих обмоток w_{p2} ЕРС підсумовуються. Тому напруга U_{2-} не залежить від напруг, що змінюються на окремих обмотках w_k . Ця напруга залишається пропорційною напрузі живлення мережі U_{2-} . Отже, у даній схемі не потрібен окремий трансформатор живлення.

Переважно інерційність багатокаскадного підсилювача визначається інерційністю першого каскаду. Тому перший каскад звичайно виконують із невеликим коефіцієнтом підсилення і малою сталою часу. А необхідний загальний коефіцієнт підсилення прагнуть одержати за рахунок наступних каскадів. У результаті інерційність, наприклад, двокаскадного підсилювача буде менша, ніж інерційність однокаскадного підсилювача такої ж потужності з тим же самим коефіцієнтом підсилення.

Приклад 2.1. Визначити сталу часу однокаскадного магнітного підсилювача з додатним зворотним зв'язком при $k_p=3,6 \cdot 10^3$; $K_{зз}=0,97$; $f=50$ Гц. Визначити сталу часу двокаскадного підсилювача, що працює на тій самій частоті і з таким самим коефіцієнтом зворотного зв'язку, але з коефіцієнтами підсилення першого каскаду $k_{p1}=60$ і другого каскаду $k_{p2}=60$, що

забезпечують загальний коефіцієнт підсилення $k_{p1}k_{p2}=60 \cdot 60=3,6 \cdot 10^3$. Порівняти ці сталі часу, вважаючи для простоти, що ККД $\eta = 1$.

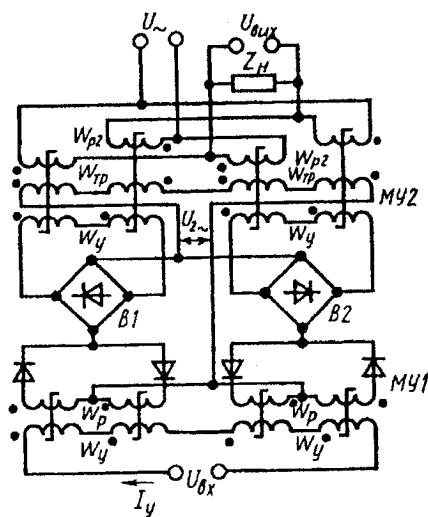


Рис. 2.5.1. Двокаскадний магнітний підсилювач

З (2.2.6) одержимо вираз для сталої часу при додатному зворотному зв'язку

$$T_{33} = \frac{k_p(1 - K_{33})}{4f\eta} \quad (2.5.1)$$

Стала часу однокаскадного підсилювача

$$T_1 = 3600(1 - 0,97) / (4 \cdot 50) = 0,54с.$$

Сталу часу двокаскадного підсилювача визначасмо як суму сталих часу кожного каскаду:

$$T_2 = 60(1 - 0,97) / (4 \cdot 50) + 60(1 - 0,97) / (4 \cdot 50) = 0,009 + 0,009 = 0,018с;$$

$$T_1 / T_2 = 0,54 / 0,018 = 30.$$

Як бачимо з даного прикладу, інерційність двокаскадного підсилювача при тому ж підсиленні зменшується в 30 разів. Для зменшення інерційності використовують живлення перших каскадів підвищеної частоти і лише останній (вихідний) каскад живлять напругою тієї частоти, на яку розраховане навантаження.

2.5.2. Швидкодійні магнітні підсилювачі

До швидкодійних відносять магнітні підсилювачі, стала часу яких менша тривалості періоду змінної напруги живлення. Якщо в звичайних підсилювачах на інерційність впливає головним чином коло управління, то в швидкодійних підсилювачах необхідно враховувати запізнення й у робочому колі. Висока швидкодія в магнітних підсилювачах (в одному каскаді) може бути забезпечена лише при використанні високоякісних матеріалів для осердь. До таких матеріалів відносять залізонікелеві сплави (пермалой), основні переваги яких: близька до прямокутної петля гістерезиса, висока магнітна проникність у слабких полях і мале значення коерцитивної сили.

Для спрощеного аналізу роботи швидкодійного магнітного підсилювача скористаємося теорією ідеалізованого магнітного підсилювача, тобто знехтуємо шириною петлі гістерезису магнітного матеріалу осердя. Виразимо цю криву графічно у вигляді ламаної лінії, що складається з трьох відрізків (рис. 2.5.2, а). Вертикальна ділянка цього графіка відповідає магнітній проникності, що прямує до нескінченності, а на горизонтальних ділянках магнітна проникність прямує до нуля. Це означає, що в режимі роботи осердя на вертикальній ділянці індуктивний опір робочої обмотки прямує до нескінченності, а на горизонтальній ділянці - до нуля.

Найпростішим швидкодійним магнітним підсилювачем є схема на одному осерді з внутрішнім зворотним зв'язком за рахунок однопівперіодного випрямлення в колі робочої обмотки (рис. 2.5.2, б).

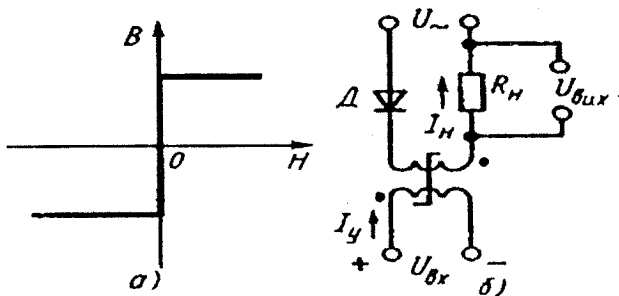


Рис. 2.5.2. Найпростіший швидкодійний магнітний підсилювач

Роботу такої схеми можна розглядати за допомогою двох півперіодів напруги, що живить U_{\sim} . Коли діод D відкритий (полярність прикладеної напруги збігається з провідним напрямком діода), зміна магнітного стану осердя відбувається під дією струму в робочій обмотці. Цей півперіод

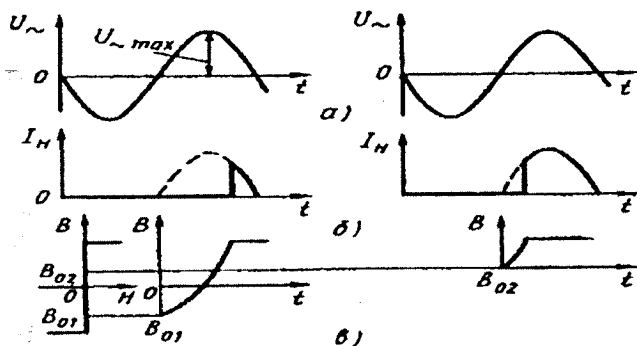


Рис. 2.5.3. Діаграми напруги, струму та індукції

називається *робочим*. Коли діод *Д* закритий, зміна магнітного стану осердя відбувається тільки під впливом струму в обмотці управління. Цей півперіод називається *півперіодом управління*.

У робочому півперіоді можна виділити два режими роботи підсилювача: робоча точка знаходиться на вертикальній або на горизонтальній ділянці характеристики намагнічування (рис. 2.5.2, а). У першому режимі індуктивний опір робочої обмотки дуже великий і струм у робочому колі (струм навантаження I_H) дорівнює нулю. В другому режимі індуктивний опір робочої обмотки близький до нуля і струм у робочому колі I_H визначається тільки миттєвими значеннями напруги живлення й активного опору навантаження. В залежності від значення струму управління змінюється момент часу, в який індуктивний опір робочої обмотки стрибком змінюється від нескінченності до нуля (нагадаємо, що мова йде про ідеалізований магнітний підсилювач). На рис. 2.5.3 показані криві струму в робочому колі для двох значень фази відкриття підсилювача. Робочий струм, як бачимо на рисунку, має вигляд зрізаних по вертикалі синусоїдальних імпульсів. Максимальна амплітуда імпульсів $I = U_{\text{max}} / R$.

Відкриття підсилювача залежить від магнітного стану осердя наприкінці попереднього, тобто півперіоду управління. Чим вище на вертикальній ділянці кривої намагнічування знаходиться точка початкової індукції (B_{01} і B_{02} на рис. 2.5.3, б), тим швидше настає момент часу, коли робоча точка зсувається на горизонтальну частину кривої намагнічування і індукція досягає значення B_s . Якщо в наступному півперіоді струм управління відсутній, то до наступного робочого півперіоду початкове значення індукції не зміниться ($B_0 = B_s$) і вихідний сигнал буде мати максимальне значення. Мінімальне запізнення зумовлене принципом роботи підсилювача зі зво-

ротним зв'язком і може коливатися від тривалості півперіоду (у випадку збігання моменту подачі сигналу з початком півперіоду управління) до тривалості періоду (у випадку подачі сигналу з початком робочого півперіоду).

Залежність вихідного струму від струму управління зображена на рис. 2.5.4, а. Як видно з характеристики, $I_H = f(I_y)$, при $I_y = 0$ вихідний струм максимальний, а для його зменшення потрібно подавати від'ємний вхідний сигнал ($-I_y$). На практиці зручніше мати прямо пропорційну залежність вихідного сигналу від вхідного (рис. 2.5.4, б). Для одержання такої характеристики в коло управління включають додаткове джерело напруги

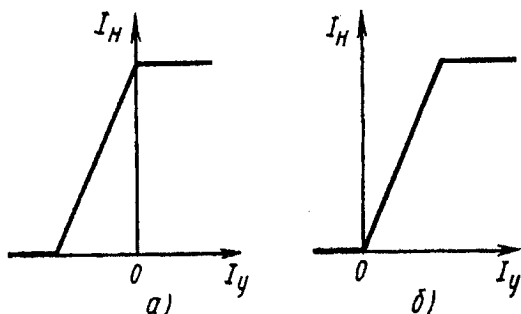


Рис. 2.5.4. Статичні характеристики

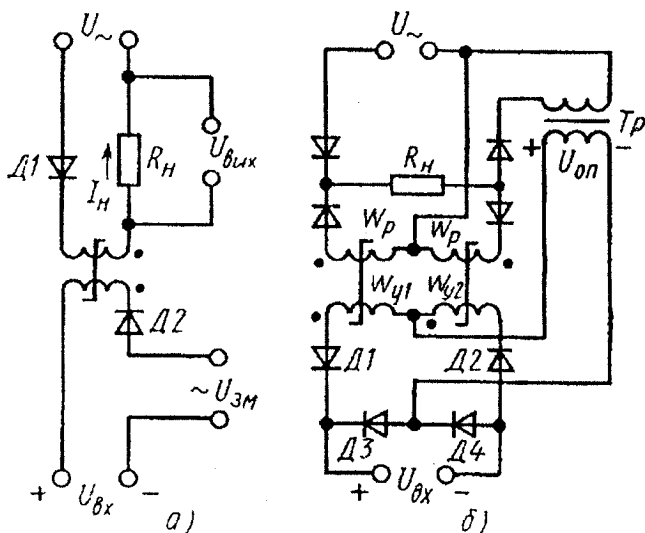


Рис. 2.5.5. Схеми швидкодійних магнітних підсилювачів із зсувом

зміщення $U_{зм}$ (його називають опорною напругою) із тією ж частотою, що і напруга живлення, але зсунуте по фазі на 180° (рис. 2.5.5, а).

При виконанні співвідношення між напругою живлення і опорною напругою $U_{зм} / U_{\sim} = w_y / w_p$ необхідне розмагнічування осердя буде відбуватися протягом півперіода управління за рахунок $U_{зм}$ та при $I_y = 0$. Відповідно при $I_y = 0$ струм навантаження буде дорівнювати нулю, а при збільшенні струму управління буде зростати струм навантаження, як показано на рис. 2.5.4, б.

На основі двох однопівперіодних схем побудовані двопівперіодні і реверсивні швидкодійні магнітні підсилювачі. При цьому підсилювачі з вихідним постійним або змінним струмом відрізняються з'єднанням кола навантаження. На рис. 2.5.5, б зображена схема двопівперіодного швидкодійного підсилювача, у якому опорна напруга, що забезпечує зміщення, подається з вторинної обмотки трансформатора Tp . Оскільки ця напруга протягом одного півперіоду замикає діод $D1$, а протягом наступного півперіоду – $D2$, у кожному з півперіодів струм проходить тільки по одній обмотці управління.

На рис. 2.5.5. зображена полярність опорної напруги, при якій діод $D2$ закритий а діод $D1$ відкритий. Струм управління при цьому протікає по колу «+» $U_{on} - w_{y1} - D1 - U_{ax} - D4$ («-» U_{on}). У другий півперіод, коли зміниться полярність U_{on} , струм управління пройде по обмотці w_{y2} . Простежте його шлях самостійно.

Слід зазначити, що швидкодійні магнітні підсилювачі мають коефіцієнти підсилення за напругою і за потужністю менші, ніж підсилювачі з нормальною швидкодією. Вони стають швидкодійними саме за рахунок підвищення потужності сигналу управління. Тому для малопотужних підсилювачів віддають перевагу «звичайним» схемам, а не швидкодійним.

Частіше усього швидкодійні підсилювачі застосовуються для безпосереднього підсилення сигналів змінного струму (без попереднього випрямлення). Але переваги швидкодійного підсилювача будуть зведені нанівець, якщо виконавчий пристрій у системі автоматики буде мати велике запізнення. Тому реверсивні швидкодійні магнітні підсилювачі набули застосування в слідкувальних системах з малоінерційними виконавчими електродвигунами (наприклад, тими що мають порожній тонкостінний ротор або дисковий ротор із печатною обмоткою).

2.5.3. Операційні магнітні підсилювачі

Операційні підсилювачі призначені для використання у вимірювальних, моделювальних і обчислювальних системах автоматики. Головна вимога, яка пред'являється до них – це висока стабільність параметрів: сталість коефіцієнта підсилення і відсутність дрейфу нуля. Найбільш широко застосовуються напівпровідникові операційні підсилювачі. Проте і магнітні операційні підсилювачі мають певні переваги. Зокрема, за допомогою

магнітного підсилювача значно простіше виконувати таку операцію як підсумовування сигналів.

Нехай магнітний підсилювач має декілька обмоток управління з однаковою кількістю витків w_y . Тоді магнітний потік управління буде створюватися сумарною дією всіх струмів, що протікають по n обмотках управління:

$$I_{y1}w_y + I_{y2}w_y + \dots + I_{yn}w_y = w_y \sum_{i=1}^{i=n} I_{yi} \quad (2.5.2)$$

Точність підсумовування для звичайного підсилювача з декількома обмотками управління складає декілька відсотків. Для одержання високої точності (соті частки відсотка) застосовують спеціальні підсумовувальні операційні підсилювачі. Висока точність підсумовування сигналів у таких підсилювачах досягається за рахунок використання негативного зворотного зв'язку, що охоплює весь підсилювач. Оскільки при цьому зменшується коефіцієнт підсилення, то для компенсації такого зменшення застосовують позитивний зворотний зв'язок або багатокаскадну схему.

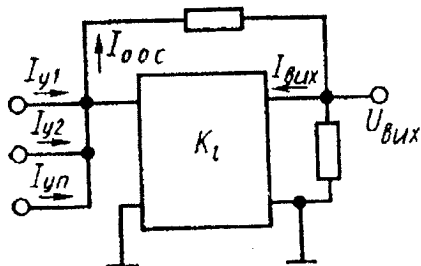


Рис. 2.5.6. Підсумовувальний операційний підсилювач

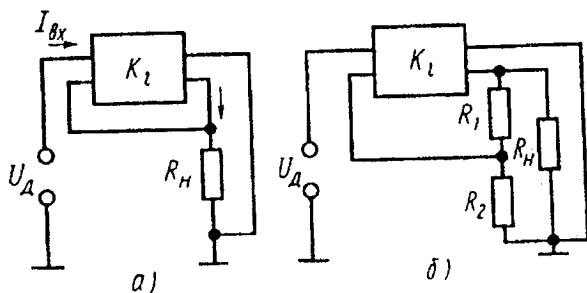


Рис. 2.5.7. Розв'язувальний (а) і масштабний (б) операційні підсилювачі

Структурна схема підсумовального операційного магнітного підси-

лювача зображена на рис. 2.5.6.. На вхід підсилювача з коефіцієнтом підсилення *за* струмом K_i надходять вхідні сигнали $I_{y1}, I_{y2}, \dots, I_{yn}$, і сигнал негативного зворотного зв'язку $I_{нзз}$, що є вихідним струмом $I_{вих}$ (звичайно не весь струм, а його частина $I_{нзз} = \beta I_{вих}$). Відповідно до рівняння з § 2.2.2 для негативного зворотного зв'язку маємо

$$K = \frac{K_i}{1 + \beta K_i}$$

При досить великому значенні K_i мінливість коефіцієнта передачі K підсумовувального підсилювача буде характеризуватися сотими частками відсотка, тобто вихідний сигнал буде досить строго пропорційний сумі вхідних сигналів.

Операційні магнітні підсилювачі можуть використовуватися в системах автоматики для різних цілей. Розв'язувальний підсилювач використовується в тих випадках, коли на вхід вимірювального пристрою треба подати сигнал від давача, що має великий внутрішній опір. Якщо цей сигнал підключати безпосередньо на вхід схеми, що має низький вхідний опір, то сигнал давача сильно зменшиться через падіння напруги на внутрішньому опорі давача.

Розв'язувальний підсилювач забезпечує узгодження вихідного опору давача з вхідним опором, що є навантаженням давача. Структурна схема розв'язувального підсилювача зображена на рис. 2.5.7, а. Це підсумовувальний підсилювач з однією вхідною обмоткою. Якщо ця обмотка ввімкнена між давачем з вихідною напругою U_d і навантаженням R_n , то вхідний струм підсилювача

$$I_{ax} = \frac{U_d - I_n R_n}{R_y} \approx \frac{U_d - K_i I_{ax} R_n}{R_y},$$

де R_y – опір обмотки управління (вихідної) магнітного підсилювача. Звідси вхідний опір, яким навантажений давач,

$$R_{ax} = \frac{U_d}{I_{ax}} = R_y + K_i R_n \approx K_i R_n.$$

При високому значенні K_i вхідний опір буде достатньо великим. Розв'язувальний підсилювач легко перетвориться в масштабний підсилювач, що змінює сигнал давача у визначену кількість разів. У масштабному підсилювачі (рис. 2.5.7, б) на вхід подається не вся напруга з навантаження, а його частина (за допомогою подільника напруги на опорах R_1 і R_2).

На базі операційного підсилювача з однією вхідною обмоткою будуються схеми інтегрувального і диференціувального підсилювачів.

В операційному інтегрувальному підсилювачі (рис. 2.5.8, а) сигнал

негативного зворотного зв'язку вводиться через конденсатор ємністю C . При великому значенні K_1 напруга на навантаженні буде пропорційна інтегралу сигналу давача:

$$U_n \approx \frac{1}{CR_0} \int_0^t U_\delta dt \quad (2.5.3)$$

У диференціювальному операційному підсилювачі (рис. 2.5.8, б)

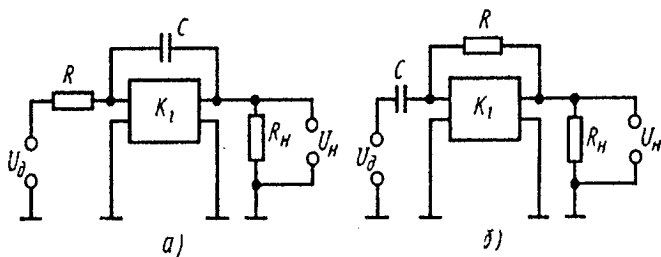


Рис. 2.5.8. Інтегрувальний (а) і диференціювальний (б) операційні підсилювачі

ємність C включена не в коло зворотного зв'язку, а на вхід. У цьому випадку напруга на навантаженні буде пропорційна похідній сигналу давача:

$$U_n \approx CR \frac{dU_\delta}{dt} \quad (2.5.4)$$

На базі підсумовувального підсилювача з декількома входними обмотками можна виконувати також операції множення і ділення. Для цього необхідно подавати в обмотки управління струми, пропорційні логарифмам входних сигналів.

2.5.4. Трифазні магнітні підсилювачі

Трифазні магнітні підсилювачі звичайно використовуються для управління виконавчими пристроями систем автоматики при живленні від промислової мережі трифазного змінного струму. Вони можуть живити навантаження змінного або постійного струму.

Трифазні магнітні підсилювачі з вихідним змінним струмом найчастіше застосовуються для регулювання частоти обертання трифазних асинхронних електродвигунів (це, до речі, найбільш поширений споживач електроенергії в народному господарстві) і для стабілізації напруги трифазних джерел живлення.

Трифазні магнітні підсилювачі з вихідним постійним струмом забезпечують у порівнянні з однофазними підсилювачами значне зменшення

пульсацій випрямленої напруги, підвищення ККД, рівномірне завантаження фаз мережі живлення.

Трифазні магнітні підсилювачі це три однакові однофазні магнітні підсилювачі, робочі обмотки яких підключаються до трифазної мережі за схемою «зірка» або «трикутник». При цьому на кожен фазу може припадати одне або два осердя. Відповідно до цього розрізняють трифазні підсилювачі на трьох осердях (тридросельні) і на шести осердях (шестидросельні).

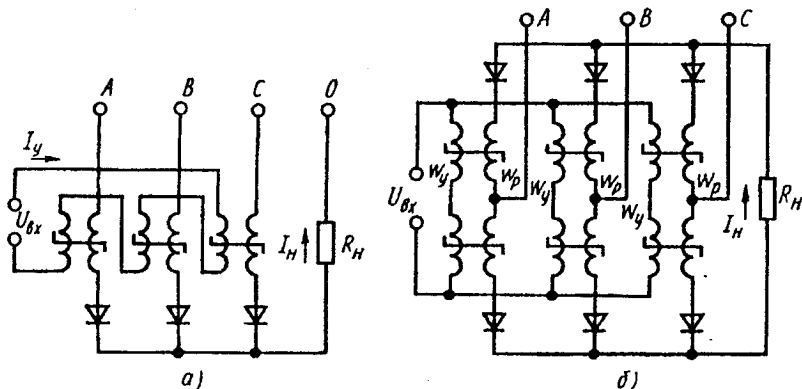


Рис. 2.5.9. Трифазні магнітні підсилювачі з вихідним постійним струмом

На рис. 2.5.9 зображені схеми трифазних підсилювачів з вихідним постійним струмом. У кожній фазі схеми за рис. 2.5.9, а є однопівоперіодний підсилювач на одному осерді, загальне навантаження R_H включається в нульовий провід. Основна перевага цієї схеми полягає в простоті і дешевизні конструкції підсилювача, що зумовлена малою кількістю елементів. Суттєвими недоліками підсилювача на трьох осердях у порівнянні з підсилювачем на шести осердях (рис. 2.5.9, б) є більш низький ККД і більш значні пульсації випрямленої напруги на навантаженні. У схемі (рис. 2.5.9, б) високий ККД і малі пульсації вихідної напруги забезпечуються завдяки двопівоперіодному випрямленому струму в кожній із фаз.

У схемі з трьома осердями припустиме тільки послідовне з'єднання всіх трьох обмоток управління. Проте при цьому в обмотках управління наводиться напруга потрібної частоти (через несинусоїдальність струму у робочих обмотках при насиченні осердь). У схемі із шістьма осердями вдається досить успішно боротися з наведеною напругою підвищеної частоти. Наприклад, у схемі на рис. 2.5.9, б використовується рівнобіжне з'єднання трьох пар обмоток управління і послідовне з'єднання обмоток управління пари осердь у кожній фазі. У цьому випадку в кожній парі об-

моток управління w_u , що відносять до однієї фази, індукуються парні гармоніки ЕРС. При цьому другі (найбільш значимі) гармоніки ЕРС однієї пари обмоток w_u зсунуті по фазі на 120° або 240° відносно цих же гармонік двох інших пар обмоток w_u . При паралельному з'єднанні окремих пар обмоток управління, як це зроблено в схемі на рис. 2.5.9, б, парні гармоніки струму можуть вільно циркулювати по цих обмотках, не впливаючи на джерело вхідного сигналу. Напряга подвійної частоти на затискачах обмоток управління буде невеликою, а характеристика «вхід-вихід» $I_n = f(I_y)$ буде такою ж лінійною, як у звичайних однофазних підсилювачах. У підсилювачі на трьох осердях залежність $I_n = f(I_y)$ має нелінійний характер.

На рис.2.5.10 зображений однотактний (нереверсивний) трифазний підсилювач, призначений для регулювання частоти обертання асинхрон-

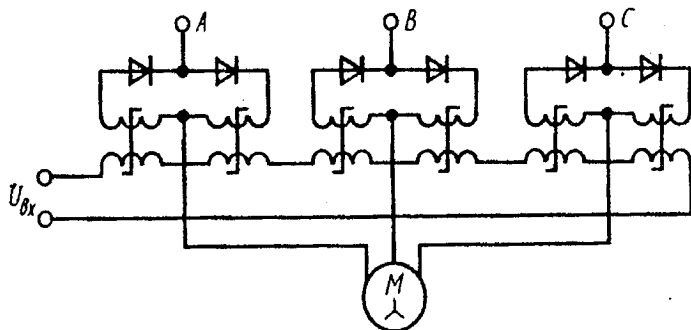


Рис. 2.5.10. Нереверсивний трифазний магнітний підсилювач для регулювання асинхронного електродвигуна

ного електродвигуна M . Послідовно з кожною фазою обмотки статора двигуна включається однофазний магнітний підсилювач. Отже, навантаженням для кожного однофазного підсилювача є відповідна обмотка статора. При цьому робоча обмотка розраховується на фазну напругу. Магнітний підсилювач дозволяє регулювати напругу на затискачах статора. При зменшенні напруги на двигуні знижується його швидкість, але не в значній мірі. Зауважимо, що для регулювання швидкості асинхронного двигуна в широких межах використовуються інші схеми (з переключенням числа пар полюсів при ступеневому регулюванні, з тиристорними перетворювачами частоти живлення при плавному регулюванні).

Можливе застосування трифазних магнітних підсилювачів і для автоматизації пуску асинхронних двигунів, коли підсилювач включається в комбінації з релейно-контакторною апаратурою.

2.6. Магнітні модулятори

Магнітні модулятори (ММ) призначені для перетворення постійної напруги (або струму) у пропорційну їй змінну напругу (або струм). Необхідність у такому перетворенні виникає при вимірюванні малих сигналів постійного струму або напруги, що не можуть бути безпосередньо подані на вимірювальні або виконавчі пристрої без попереднього підсилення. У той же час безпосереднє підсилення сигналів постійного струму електронними і напівпровідниковими підсилювачами має суттєвий недолік – нестабільність нульового сигналу, так званий дрейф нуля. У випадку перетворення сигналу постійного струму у змінний можна замінити низькостабільний підсилювач постійного струму високостабільним підсилювачем змінного струму.

Для такого перетворення можна використовувати й електромеханічний пристрій – віброперетворювач. Проте наявність у віброперетворювача контактів, що періодично розмикаються і замикаються, є причиною його порівняно невисокої надійності. Оскільки магнітний модулятор не має контактів, тобто є безконтактним елементом автоматики, то і надійність його вища, ніж у віброперетворювача.

За принципом дії та будовою магнітний модулятор нічим не відрізняється від магнітного підсилювача. Слід зазначити, що безконтактне перетворення постійного струму в змінний виконують і модулятори інших типів, наприклад напівпровідникові (у тому числі транзисторні).

У порівнянні з напівпровідниковими, окремі типи магнітних модуляторів мають кращу стабільність нуля (особливо при зміні температури навколишнього середовища). Так само як і напівпровідникові, магнітні модулятори можуть виконувати перетворення постійної напруги в змінну з одночасним підсиленням. Магнітні модулятори простими способами забезпечують підсумовування великого числа сигналів без необхідності введення гальванічного зв'язку між ними. *Гальванічний зв'язок* полягає в безпосередньому з'єднанні електричних кіл. Він іноді буває вкрай небажаним, оскільки призводить до шкідливого впливу одного елемента автоматики на інший. Найбільший недолік магнітних модуляторів у порівнянні з напівпровідниковими – це великі габарити і вага.

Досить часто комбінують магнітний модулятор із напівпровідниковим підсилювачем, тобто проектують магніто-напівпровідникові перетворювачі. У цьому випадку можна одержати оптимальне співвідношення між такими технічними характеристиками, як точність, чутливість, коефіцієнт підсилення, вага, габарити, вартість, надійність.

Магнітні модулятори, призначені для роботи на наступний електронний або напівпровідниковий каскад підсилення, називають магнітними підсилювачами напруги. Розрізняють магнітні модулятори з вихідним змінним струмом основної і подвійної частоти.

2.6.1 Магнітні модулятори з вихідним змінним струмом основної частоти

Як магнітний модулятор з вихідним змінним струмом основної частоти (тобто рівній частоті джерела живлення) можна використовувати будь-яку з розглянутих у гл. 2.3. схем двотактних магнітних підсилювачів: диференціальну, мостову або трансформаторну.

Вибір між тією або іншою схемою робиться в залежності від потужності сигналу управління і необхідного коефіцієнта підсилення за напругою.

Видно, що найбільший коефіцієнт підсилення можна отримати в трансформаторній схемі за рахунок виконання вторинної обмотки з більшим числом витків, тобто ніби за допомогою підвищувального трансформатора. Проте при цьому виникають насамперед чисто технологічні труднощі з намоткою великого числа витків на невеликому осерді малопотуж

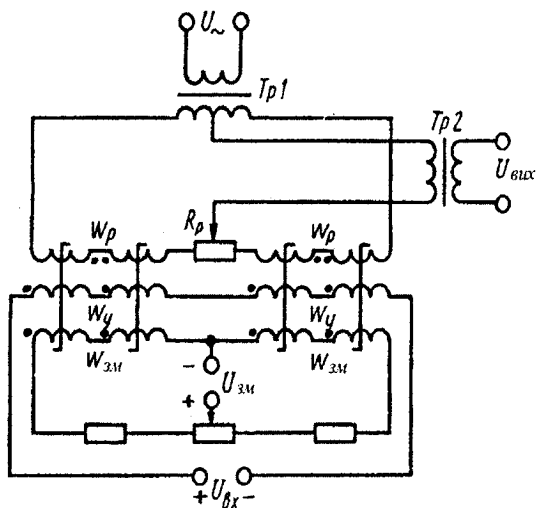


Рис. 2.6.1. Магнітний модулятор з вихідним змінним струмом на частоті живлення

ного магнітного підсилювача. А крім того, залишиться менше простору для розміщення обмотки управління. Взагалі, доведено, що потужність управління P_y пов'язана з площею вікна Q_y для обмотки управління обернено пропорційною залежністю. Чим менша площа вікна Q_y , тим більша буде потрібна потужність управління для створення необхідної напруженості магнітного поля в осерді. Тому трансформаторну схему двотактного магнітного підсилювача реально застосовують для магнітних модуляторів при $P_y > 10^{-8}$ Вт. При менших значеннях P_y (до 10^{-14} Вт) використовують мостову і диференціальну схеми, як більш чутливі.

Для одержання необхідного коефіцієнта підсилення за напругою використовується окремий вихідний трансформатор Tr_2 , як це показано на рис. 2.6.1. Для балансування нуля використовується опір R_p , із повзунка якого подається напруга на первинну обмотку Tr_2 . Опір R_p вибирається приблизно рівний опору робочих обмоток w_p .

2.6.2. Магнітні модулятори з вихідним змінним струмом подвійної частоти

При розгляданні процесів, що проходять в ідеальному магнітному підсилювачі, зазначалося, що струм управління можна уявити як суму постійної і змінною складових, причому змінна складова змінюється з частотою, що вдвічі перевищує частоту живлення. Якщо постійна складова обумовлена сигналом управління I_y , то змінна складова виникає внаслідок трансформації струму з кола навантаження. ЕРС подвійної частоти, яка трансформується з робочої обмотки, має фазу, що при зміні полярності вхідного сигналу змінюється на 180° . При відсутності сигналу управління ($I_y = 0$) ЕРС подвійної частоти зникає. Таким чином, єдиною причиною появи ЕРС подвійної частоти є подача вхідного сигналу на підсилювач. Зауважимо, що будь-які інші причини (неідентичність осердь, наприклад) не можуть призвести до виникнення ЕРС подвійної частоти при живленні підсилювача синусоїдальною напругою.

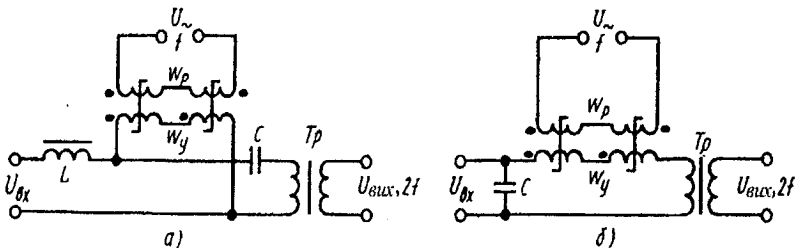


Рис. 2.6.2. Магнітні модулятори з вихідним змінним струмом подвійної частоти

Ефект появи ЕРС подвійної частоти також використовується в магнітних модуляторах із вихідним змінним струмом подвійної частоти (рис. 2.6.2).

Обмотка управління w_y в схемах таких модуляторів використовується як для подачі вхідного сигналу $U_{вх}$, так і для зняття вихідного сигналу $U_{вих}$. ЕРС подвійної частоти виділяється за допомогою вихідного трансформатора Tr . Первинна обмотка цього трансформатора може підключатися паралельно обмотці управління w_y (рис. 2.6.2,а) або послідовно з нею (рис. 2.6.2,б). В обох випадках фаза вихідної напруги $U_{вих}$ змінюється на 180° при зміні полярності $U_{вх}$, тобто схеми є реверсивними. У схемі з па-

ралельним з'єднанням обмоток (рис. 2.6.2,а) постійний струм не надходить у первинну обмотку вихідного (звичайно підвищувального) трансформатора Tr . Шлях постійної складової струму перепиняє конденсатор C . Нагадаємо, що ємнісний опір $X_c=1/(\omega C)$, тобто для постійної складової ($\omega=0$) ємнісний опір прямує до нескінченності. Дросель L (індуктивний опір $X_L=\omega L$) має дуже малий опір для сигналу постійного струму, а для струму подвійної частоти є великим опором. Тому дросель L перешкоджає проходженню струму подвійної частоти через джерело вхідного сигналу (наприклад, давач). Як правило, прагнуть уникнути зворотного впливу наступного елемента в системі автоматики на попередній (за винятком тих випадків, коли спеціально створюються зворотні зв'язки).

У схемі з послідовним з'єднанням обмоток (рис. 2.6.2,б) конденсатор C шунтує джерело вхідного сигналу, тому струм подвійної частоти замикається через цей конденсатор, не потрапляючи в джерело вхідного сигналу. Спеціального дроселя для забезпечення режиму змушеного підмагнічування в цій схемі не потрібно. Його роль відіграє первинна обмотка трансформатора Tr .

Конденсатор C і дросель L у схемах магнітного модулятора з виходом на подвійній частоті відіграють роль фільтра. Для одержання високої чутливості і точності перетворення доводиться використовувати фільтри на виході і вході. Тому модулятори з вихідним струмом подвійної частоти

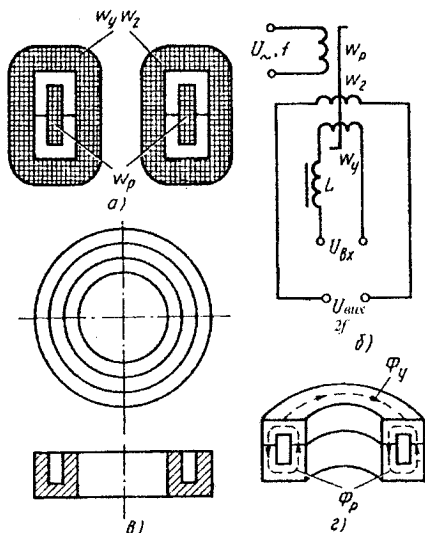


Рис 2.6.3. Магнітний модулятор із взаємно перпендикулярними обмотками

виявляються складнішими від модуляторів з вихідним струмом основної частоти. Крім того, вони споживають більшу потужність, мають низький

ККД і невеликий коефіцієнт підсилення. Головна їх перевага – висока чутливість: вони спроможні сприймати вхідні сигнали потужністю усього лише в 10^{-17} – 10^{-19} Вт (при використанні високоякісних магнітних матеріалів).

Більш прості схеми мають магнітні модулятори з вихідним струмом подвійної частоти із взаємно перпендикулярними обмотками. На рис. 2.6.3 приведені конструктивна (а) і електрична (б) схеми такого модулятора. Кільцеве осердя модулятора складається з двох однакових половинок (одна з них показана на рис. 2.6.3,в) із кільцевим пазом. Робоча обмотка w_p виготовлена у вигляді кільця і вкладається в цей паз. Потім обидві половинки осердя з'єднуються, причому їх стикувальні поверхні старанно шліфуються для зменшення магнітного опору. Обмотка управління w_y рівномірно намотується по всій довжині осердя. Робоча обмотка w_p створює поперечне магнітне поле, що замикається в межах периметра поперечного перетину осердя. Обмотка управління w_y створює поздовжнє магнітне поле, що замикається по колу осердя. Шляхи потоків Φ_p і Φ_y показані на рис. 2.6.3, з пунктиром. Оскільки ці потоки мають різні шляхи, то між обмотками w_p і w_y відсутній трансформаторний зв'язок. Отже, ніякі зміни поперечного потоку Φ_p не можуть наводити ЕРС в обмотці w_y , а ЕРС подвійної частоти на виході виникає лише тільки при появі вхідного сигналу (U_y).

Обмотка w_y є одночасно і вихідною, з неї знімається напруга $U_{\text{вих}}$.

Періодична зміна індуктивності обмотки управління w_y створюється за рахунок зміни магнітної проникності осердя в поздовжньому напрямку магнітним потоком Φ_y . При насиченні осердя поперечним полем (магнітний потік Φ_p) ця проникність значно зменшується. Насичення осердя відбувається двічі за період живлення обмотки w_p . Якщо на обмотку w_y буде подана постійна вхідна напруга U_y , то струм у цій обмотці буде змінюватися відповідно зміні насичення осердя, тобто буде вміщувати змінну складову подвійної частоти живлення $2f$.

Така схема може не мати фільтрів у колі живлення і на виході, оскільки значно зменшуються паразитні наводки. Крім того, вона забезпечує більш високу стабільність нуля. Нижня межа потужності сигналу управління для такої схеми складає 10^{-14} Вт при рівні вхідного сигналу порядку 10 мкВ.

2.6.3. Магнітні модулятори з вихідним імпульсним сигналом

Поряд із магнітними модуляторами, що мають вихідний змінний струм основної або подвійної частоти, застосовуються модулятори з вихідним імпульсним сигналом. Під імпульсом звичайно розуміється електричний сигнал у вигляді струму або напруги, що протягом деякого проміжку часу залишається незмінним за полярністю, але змінюється за розміром.

Потім до надходження чергового імпульсу струм і напруга дорівнюють нулю. Форма імпульсу може бути найрізноманітнішою: прямокутною, трикутною, трапецеїдальною і т.п.

У модуляторах із вихідним імпульсним сигналом проміжок часу між імпульсами значно перевищує їх тривалість. Амплітуда імпульсу визначається величиною сигналу управління на вході модулятора, полярність імпульсу – полярністю сигналу управління. Живлення модулятора з імпульсним вихідним сигналом здійснюється або досить великим за значенням змінним струмом, або періодичними імпульсами постійного струму.

У першому випадку значення змінного струму вибирають таким, щоб осердя підсилювача протягом більшої частини півперіоду знаходилися в стані насичення. Тоді індукція в кожному осерді буде змінюватися двічі за період на $2B_s$: один раз – від $-B_s$ до $+B_s$, другий раз – від $+B_s$ до $-B_s$, (нагадаємо, що B_s - індукція насичення). Ці зміни будуть відбуватися за дуже малий проміжок часу (тобто буде велика швидкість dB/dt), тому імпульси ЕРС, які індукуються у вихідній обмотці, досягають більшого значення.

Коли сигнал на вході відсутній, імпульси ЕРС e_1 і e_2 , що індукуються у вихідній обмотці при зміні індукції відповідно в першому і другому осердях, рівні і протилежні за напрямком. Отже, підсумкова ЕРС у вихідній обмотці дорівнює нулю (рис. 2.6.4, а).

При подачі сигналу управління на вхід моменти насичення кожного осердя в сусідніх півперіодах змінюють напрямком на протилежний (рис. 2.6.4, б). Тому на виході модулятора з'являються імпульси, розмір яких пропорційний вхідному сигналу, а полярність визначається напрямком струму

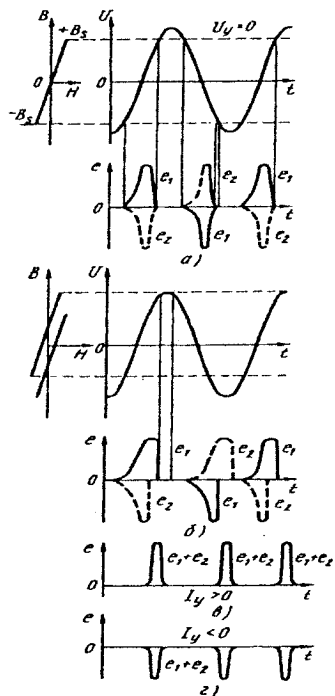


Рис 2.6.4. Діаграми ЕРС магнітного модулятора з імпульсним виходом

управління I_y , (рис. 2.6.4, в, г) Частота імпульсу буде вдвічі перевищувати частоту змінного струму живлення, оскільки за один період його зміни індукція змінюється двічі.

При живленні магнітних модуляторів імпульсами постійного струму необхідні додаткові елементи, що забезпечують вилучення імпульсів оберненої полярності. Магнітні модулятори з імпульсним вихідним сигналом мають більш високий коефіцієнт підсилення ($k_0 = 10^4 \div 10^5$), ніж модулятори з вихідним змінним синусоїдальним струмом.

Особливо велике підсилення забезпечується при імпульсному живленні модулятора, проте при цьому погіршується чутливість.

2.6.4. Магнітотуляційні давачі магнітних величин

Раніше були розглянуті електричні давачі неелектричних величин, що використовуються в системах автоматики. У цьому параграфі даються короткі відомості про давачі, які використовуються для вимірювання зовнішніх магнітних полів. Ці елементи автоматики зручніше вивчати не в спеціальному розділі, присвяченому давачам, а в главі, присвяченій магнітним модуляторам, оскільки магнітотуляційний давач (який називають також ферозондом) є, по суті, магнітним модулятором з вихідним змінним струмом подвійної частоти. Особливість його і відмінність від розглянутих вище магнітних модуляторів у тому, що він має розімкнене магнітне осердя у вигляді пермалоевої трубки або пластинки.

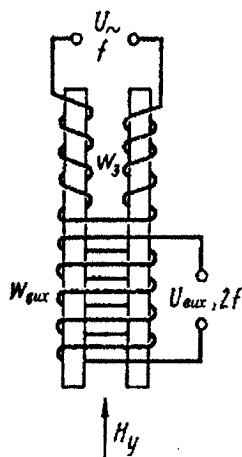


Рис. 2.6.5. Стержневий магнітотуляційний давач

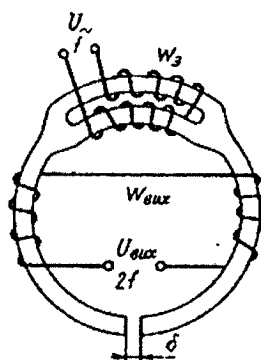


Рис. 2.6.6. Магнітотуляційний давач з малим зазором

Для вимірювання неоднорідного магнітного поля використовується осердя із малим повітряним зазором δ (рис. 2.6.6.), куди проникає вимірюване поле. Дві половини обмотки збудження w_3 включені зустрічно. Вихідна напруга $U_{вих}$, що знімається з обмотки $w_{вих}$, має подвійну частоту.

Розрахунок магнітотуляційного давача проводиться аналогічно розрахунку магнітного модулятора. Якщо в магнітному модуляторі напруженість підмагнічуваного поля визначається струмом в обмотці управління ($H_y = I_y w_y / l$), то в магнітотуляційному давачі ця ж величина визначається зовнішнім магнітним полем з напруженістю H_y .

Магнітомодуляційний давач у принципі можна використовувати як магнітний модулятор, якщо розмістити на осерді обмотку управління w_u . Проте коефіцієнт підсилення при цьому значно знижується через те, що магнітне коло розімкнене.

Все ж іноді розімкнені осердя застосовують і для модуляторів, наприклад коли потрібно перетворити слабкий сигнал від джерела струму з більшим внутрішнім опором. У цьому випадку потрібна обмотка управління з дуже великим числом витків, а її значно простіше виготовити саме на розімкнутому осерді.

2.7. Безконтактні магнітні реле

2.7.1. Схеми та принцип дії безконтактних магнітних реле

Безконтактні магнітні реле (БМР) призначені для вмикання різноманітних пристроїв при подачі сигналу управління. Таким чином, вони використовуються з тією ж метою, що і звичайні електромагнітні реле. Але якщо вмикання навантаження за допомогою електромагнітних реле відбувається за рахунок замикання електричних контактів, то в безконтактних реле вмикання навантаження відбувається за рахунок значної і дуже швидкої зміни опору. Отже, вмикання і розмикання відбуваються без розриву кола і відповідно без пов'язаних із таким розривом наслідків: іскріння, дугоутворення, окислення і зношування контактів.

Основною перевагою безконтактних реле є висока надійність, що обумовлена саме відсутністю контактів і рухливих частин. Крім того, слід зазначити й інші переваги безконтактних реле перед контактними: можливість експлуатації у вибухонебезпечних і запиленних приміщеннях, в умовах підвищеної вологості і хімічно агресивних парів; стабільність параметрів спрацьовування і відпускання при наявності вібрації, ударних навантажень, невагомості, при зміні просторового положення; простота експлуатації, висока чутливість.

Принцип дії безконтактного магнітного реле заснований на використанні в магнітному підсилювачі позитивного зворотного зв'язку з $K_{33} > 1$. У § 2.2.2 була розглянута побудова характеристики магнітного підсилювача з позитивним зворотним зв'язком. З цієї побудови видно, що із збільшенням коефіцієнта зворотного зв'язку характеристика стає усе більш несиметричною і її права вітка зростає усе крутіше і крутіше. Теоретично вже при $K_{33} = 1$ виникає стрибкоподібне збільшення струму в навантаженні, тобто релейний режим. Практично внаслідок втрат енергії в осерді і відхилення його характеристики намагнічування від ідеальної релейний режим настає при $K_{33} = 1,05 \div 1,3$.

Для отримання великих значень K_{33} в схемах з внутрішнім зворотним зв'язком вводиться додатково і спеціальна обмотка зворотного зв'язку.

Схеми з зовнішнім і внутрішнім зворотним зв'язком називаються схемами зі змішаним зворотним зв'язком. Вони найбільш раціональні в конструктивному відношенні, оскільки дозволяють знизити число витків обмотки зворотного зв'язку, а отже, зменшити габарити і спростити виготовлення безконтактного магнітного реле.

Слід зазначити, що безконтактні реле виготовляються не тільки на базі магнітного підсилювача з позитивним зворотним зв'язком. Вони можуть бути створені і на базі напівпровідникових елементів, у першу чергу транзисторів і тиристорів. Виконаємо графічну побудову характеристики безконтактного магнітного реле за допомогою методу, розглянутого в § 2.2.2.

Насамперед будемо характеристику магнітного підсилювача без зворотного зв'язку, відкладаючи по осі абсцис напруженість поля H_y (і

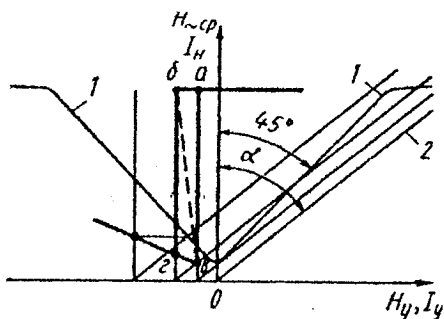


Рис. 2.7.1. Релейна характеристика магнітного підсилювача при $K_{зз} > 1$

відповідне їй значення струму управління I_y) і по осі ординат напруженість $H_{сер}$ (і відповідне їй значення струму навантаження I_n). Для ідеального магнітного підсилювача $H_{сер} = H_y$, тому лінійна ділянка характеристики 1 на рис. 2.7.1. має кут нахилу до осі ординат 45° . На цьому ж графіку будемо характеристику зворотного зв'язку, що є прямою 2, проведеною по відношенню до осі ординат під кутом $\alpha = \arctg K_{зз}$.

Оскільки ми проводимо побудову для випадку $K_{зз} > 1$, то $\alpha > 45^\circ$ і пряма 2 проходить нижче лінійної ділянки характеристики 1. Перетин характеристики 1 і прямої 2 дає значення струму навантаження при $I_y = 0$. Потім проводимо декілька прямих, паралельних прямій 1 з різних точок, що відповідають новим значенням $I_y < 0$. Зверніть увагу, що при цьому перетин відбувається не в одній, а в двох і навіть трьох точках. Теоретично характеристика $I_n = f(I_y)$ має S-подібну форму. Частина цієї характеристики (ділянка $бв$ на рис. 2.7.1.) показана пунктиром. Робота підсилювача на цій ділянці неможлива, оскільки електричне коло знаходиться в нестійкому режимі. Реальна характеристика $I_n = f(I_y)$ показана суцільною лінією. При поступовій зміні сигналу управління (починаючи з великих негативних значень $-I_y$) у бік збільшення (абсолютне значення струму при цьому зменшується) струм у навантаженні спочатку плавно змінюється до точки $в$. Подальша зміна струму I_y у цьому ж напрямку призводить до стрибкоподібної зміни струму: перехід із точки $в$ у точку $а$. Потім знову відбувається плавна незначна зміна струму навантаження: ділянка характеристики правіше точки $а$.

При зміні струму управління в протилежному напрямку (від позитивних значень I_y до негативних) струм навантаження спочатку плавно змінюється до точки b , у якій відбувається стрибок до мінімального значення в точці z . В результаті характеристика має вигляд, як у поляризованого реле з контактом, що розмикає. Максимальне значення струму I_H відповідає замиканню контакту, а мінімальне значення струму навантаження – розми-

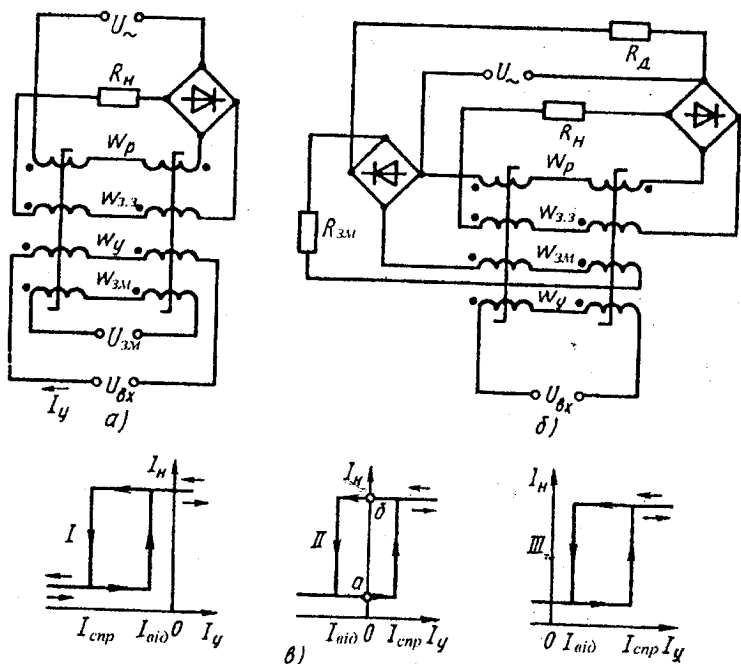


Рис. 2.7.2. Схеми і характеристики безконтактних магнітних реле

канню контакту. У звичайному контактному реле це мінімальне значення струму навантаження природно дорівнює нулю.

Схеми безконтактних магнітних реле із зміщенням показані на рис. 2.7.2, а, б. У схемі на рис. 2.7.2, а обмотка зміщення живиться від самостійного джерела живлення. На практиці завдяки зміщенню можливо отримати різний вигляд характеристик безконтактного реле (рис. 2.7.2, в).

Якщо змістити характеристику вправо таким чином, щоб вісь ординат проходила посередині петлі гістерезису (рис. 2.7.2, в), то безконтактне магнітне реле може виконувати роль тригера, тобто запам'ятовувального пристрою. При $I_y = 0$ реле має два стійких стани (точки а і б на рис. 2.7.2, в). Реле буде знаходитися в тому стані, в якому воно знаходилося до зняття сигналу управління I_y . Якщо раніше

струм управління був від'ємним, то стан реле визначається точкою *a* (мінімальний струм навантаження). Якщо раніше струм управління був позитивним, то стан реле визначається точкою *b* (максимальний струм навантаження). Виходить, таке реле «запам'ятовує» свій попередній стан.

Правда, якщо тимчасово буде відключений струм живлення, то після його повторного вмикання стан реле буде невизначеним (*a* або *b*). Це обумовлено випадковими причинами: неідентичністю осердь і обмоток.

У схемі на рис. 2.7.2, *б* обмотка зміщення живиться випрямленим струмом від того ж джерела, що і робоча обмотка. Цим забезпечується стабілізація струму спрацьовування при коливаннях напруги живлення.

Для основних параметрів безконтактного магнітного реле прийняті ті ж терміни, що і для звичайних контактних реле. Струм управління, при якому струм навантаження змінюється стрибком від мінімального до максимального значення, називають струмом спрацьовування. Відповідно струм управління, при якому струм навантаження стрибком зменшується, називають струмом відпускання.

Недоліками безконтактних магнітних реле є такі їх відмінності від звичайних реле: переключення відбувається лише в одному колі (ніби замінюється тільки одна пара контактів), мінімальний струм відмінний від нуля.

2.7.2. Перехідні процеси в безконтактних магнітних реле

Важливою перевагою безконтактних магнітних реле в порівнянні з звичайними електромеханічними реле є більш висока швидкодія.

Розглянемо, як відбувається зміна в часі струмів в обмотках магнітного реле на графіках, наведених на рис. 2.7.3. Тут показані криві зміни струму управління I_y і струму навантаження I_n при зміні вхідного сигналу U_y , що викликає стрибкоподібну зміну (зменшення) струму в навантаженні, що відповідає «розмиканню» контакту, тобто «відпусканню». На графіках використовували позначення: $I_{спр}$ – струм спрацьовування; $I_{від}$ – струм відпускання.

У процесі відпускання реле можна виділити три етапи. Перший етап починається з початкового стану реле при $I_y=0$. У цьому стані струм у навантаженні має максимальне значення, і при подачі від'ємного струму управління $I_y < I_{спр}$ струм навантаження мало змінюється (ділянка *ab* на рис. 2.7.3, *a* і ділянка *ab* на рис. 2.7.3, *в*). Тривалість цього етапу t_1 визначається швидкістю наростання струму в обмотці управління I_y (див. графік на рис. 2.7.3, *б*). У зв'язку з тим, що осердя насичені, індуктивність буде мала, а отже, і стала часу T_{y0} на першому етапі мала. Проміжок часу від 0 до t_1 , судячи з графіків (рис. 2.7.3, *б*, *в*), незначний.

Другий етап триває з моменту часу t_1 до t_2 . Саме за цей час відбувається зміна струму в навантаженні від максимального до мінімального значення. Насичення осердь зумовлене струмом навантаження I_H , який одночасно є і струмом у колі зворотного зв'язку. Оскільки струм і насичення зменшуються, зростає індуктивність обмотки управління. В обмотці збільшується ЕРС самоіндукції, спрямована назустріч прикладеній напрузі U_y . Струм управління плавно зменшується (від точки b до точки a на графіках 2.7.3, a , b) з більшою сталою часу, що визначається виразом $T_{y0} / (K_{зз} - 1)$. Відповідно зменшується і струм у навантаженні (графік на рис. 2.7.3, b).

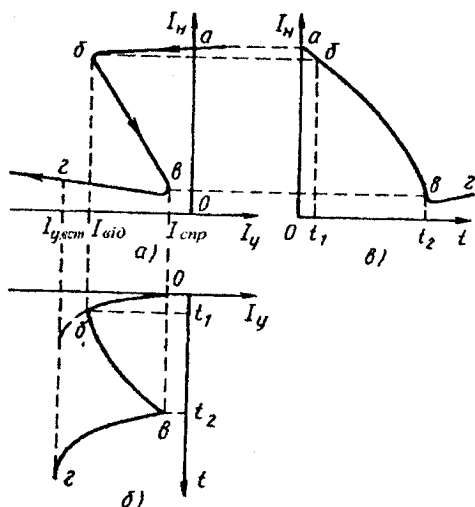


Рис. 2.7.3. Графіки струмів у перехідному процесі

На третьому етапі (при $t > t_2$) струм в обмотці управління швидко зростає до сталою значення $I_{y \text{ вст}}$, обумовленого прикладеною напругою U_y і опором обмотки управління R_y ($I_{y \text{ вст}} = U_y / R_y$). Тривалість цього етапу невелика, оскільки на ділянці bc (рис. 2.7.3, a) зворотний зв'язок в підсилювачі з позитивного стає негативним і знижується стала часу з $T_{y0} / (K_{зз} - 1)$ до $T_{y0} / (K_{зз} + 1)$.

Оскільки сталі часу на першому і третьому етапі відносно малі, час відпускання реле визначається в основному тривалістю другого етапу, тобто $t_{\text{відп}} \approx (t_2 - t_1)$.

Диференціальне рівняння кола управління для другого етапу має вигляд

$$T_y \frac{dI_y}{dt} + I_y = I_{y \text{ вст}} \quad (2.7.1)$$

Оскільки при $t = t_1$, маємо $I_y = I_{\text{відп}}$, то рішення цього рівняння має вигляд

$$I_y = I_{\text{уст}} - (I_{\text{уст}} - I_{\text{відп}}) e^{(t-t_1)/T_y}. \quad (2.7.2)$$

З графіка перехідного процесу (рис. 2.7.3, б) бачимо, що при $t=t_2$ струм управління $I_y = I_{\text{спр}}$.

Підставляючи це значення в рівняння, після перетворень отримаємо

$$t_{\text{відп}} \approx t_2 - t_1 = \frac{T_{y0}}{K_{зз} - 1} \ln \frac{I_{\text{уст}} - I_{\text{спр}}}{I_{\text{уст}} - I_{\text{відп}}} = \frac{T_{y0}}{K_{зз} - 1} \ln \frac{K_з - 1}{K_з - K_{\text{пов}}}, \quad (2.7.3)$$

де $K_з = I_{\text{уст}} / I_{\text{спр}}$ – коефіцієнт запасу за струмом спрацьовування; $K_{\text{пов}} = I_{\text{відп}} / I_{\text{спр}}$ – коефіцієнт повернення.

Процес спрацьовування («замикання» контактів) безконтактного магнітного реле також можна подати трьома аналогічними етапами. При цьому час спрацьовування також в основному визначається тривалістю другого етапу:

$$t_{\text{спр}} \approx \frac{T_{y0}}{K_{зз} - 1} \ln \frac{K_з - K_{\text{пов}}}{K_з - 1}. \quad (2.7.4)$$

Аналіз виразів для $t_{\text{спр}}$ і $t_{\text{відп}}$ показує, що підвищити швидкодію безконтактних магнітних реле можна за допомогою зменшення T_{y0} (тобто сталої часу магнітного підсилювача без зворотного зв'язку); підвищенням коефіцієнта зворотного зв'язку $K_{зз}$; збільшенням коефіцієнта повернення $K_{\text{пов}}$. Неважко помітити, що для збільшення $K_{\text{пов}}$ треба за допомогою зміщення перемістити статичну характеристику вліво. При цьому значення $K_{\text{пов}}$ при граничних умовах прямує до одиниці. Границею для часу спрацьовування (або відпускання) магнітного реле є тривалість півперіоду живлення.

З підвищенням частоти живлення, як і в магнітних підсилювачах, відбувається підвищення швидкодії безконтактних магнітних реле і зменшення їх габаритів.

2.7.3. Основи розрахунку і конструювання безконтактних магнітних реле

Розрахунок безконтактного магнітного реле проводять в тій же послідовності, що і розрахунок звичайного магнітного підсилювача.

Вихідними даними для розрахунку є опір навантаження R_n , струми навантаження (максимальний $I_{n \text{ max}}$ і мінімальний $I_{n \text{ min}}$), частота джерела живлення f , струми обмотки управління (струм спрацьовування $I_{\text{спр}}$ і струм

відпускання $I_{\text{відп}}$), необхідна швидкодія (час відпускання $t_{\text{відп}}$ і час спрацювання $t_{\text{спр}}$).

Звичайно метою розрахунку є визначення розмірів магнітопроводу і обмоточних даних. Розміри магнітопроводу визначаються величиною максимальної потужності в навантаженні $P_{n\text{max}} = I_{n\text{max}}^2 R_n$ і вибраним матеріалом осердя:

$$Q_6 Q_n = \frac{P_{n\text{max}} 10^6}{2,22 f k_m k_c j B_{\text{max}}}, \quad (2.7.5)$$

де Q_n – площа вікна намотки; Q_p – площа перетину магнітопроводу; k_m – коефіцієнт заповнення вікна намотки мідним проводом; k_c – коефіцієнт заповнення перетину магнітопроводу сталлю; B_{max} – магнітна індукція; j – допустима щільність струму в обмотці.

Для зменшення розмірів магнітопроводу варто застосовувати матеріали з високою індукцією насичення (пермалої), збільшувати щільність струму j в обмотці за рахунок покращення тепловіддачі обмотки і застосування теплостійкої ізоляції.

Розміри магнітопроводу, отримані (по 2.7.5), уточнюються з довідника, де приведені стандартні розміри.

Спочатку виконується побудова статичної характеристики без зворотного зв'язку. Потім за методом, викладеним в § 2.2.2, будують статичну характеристику підсилювача зі зворотним зв'язком і підбирають необхідне значення коефіцієнта зворотного зв'язку K_{33} .

Слід зазначити, що ширина петлі характеристики (див. рис. 2.7.2, в) магнітного реле зменшується, а струм холостого ходу збільшується при більших значеннях B_{max} . Звичайно цю величину вибирають на коліні кривої намагнічування (вище лінійної ділянки).

Висока стабільність – одна з головних вимог, що висувається до магнітного реле. Встановлено, що струм спрацювання більш стабільний, ніж струм відпускання. Пояснюється це тим, що струм відпускання залежить від максимального струму навантаження, що, в свою чергу, залежить від коливань напруги живлення і опору навантаження. Тому доцільно застосовувати безконтактні магнітні реле, що працюють на «замикання».

Для отримання достатньої стабільності бажано мати індуктивний опір робочих обмоток в багато разів більший активного опору навантаження, що знизить вплив коливань активного опору на характеристики реле. Для стабілізації струму спрацювання доцільно застосування схеми з автоматичним зміщенням (див. рис. 2.7.2, б).

При конструюванні безконтактних магнітних реле використовуються ті ж матеріали і сердечники, що і для магнітних підсилювачів. Проте варто мати на увазі, що пермалої дуже чутливі до механічних навантажень, навіть до таких порівняно малих, що створюються обмотками. Тому кільцеві магнітопроводи закладають в захисні каркаси, поверх яких і розміщують-

ся обмотки. Усе реле також закривають коробкою та іноді заливають ізоляційними компаундами, що крім захисту від механічних впливів забезпечує і підвищення надійності.

Контрольні запитання та завдання

1. Опишіть послідовне і паралельне узгоджене з'єднання робочих обмоток; особливість, переваги і недоліки кожного з них.
2. Намалюйте статичну характеристику вхід-вихід магнітного підсилювача і визначте параметри, які характеризують його.
3. Опишіть теорію магнітного підсилювача з побудуванням діаграм напруг, струмів і потоків.
4. Сформулюйте закон рівності магнітнорушійних сил і визначте межі його застосування.
5. Побудуйте статичну характеристику підсилювача за допомогою еліпса навантаження для випадку індуктивного навантаження.
6. Перерахуйте відомі вам види зворотного зв'язку і намалюйте відповідні їм схеми.
7. Поясніть принципи дії магнітних підсилювачів без зворотного зв'язку, з зовнішнім і внутрішнім позитивним зворотним зв'язком.
8. Запишіть основний закон і формули для k_v , k_b , k_p , t_y магнітних підсилювачів без зворотного зв'язку і з позитивним зворотним зв'язком.
9. Для чого запроваджують позитивний зворотний зв'язок в схему магнітного підсилювача? Як це відображається на сталій часу магнітного підсилювача?
10. Намалюйте схему магнітного підсилювача із змішаним зворотним зв'язком. Що дає запровадження зворотного зв'язку?

11. Для чого в схему магнітного підсилювача вводять обмотку зміщення?
12. Який принцип дії двотактного (реверсивного) магнітного підсилювача?
13. Намалюйте всі відомі вам схеми двотактних підсилювачів з виходом на основній частоті. Побудуйте характеристику двотактного підсилювача за характеристиками одноктактних.
14. Намалюйте схему диференціального підсилювача з виходом на постійному струмі:
 - а) яка дає в навантаженні різницю струмів;
 - б) яка дає в навантаженні різницю напруг.
15. Побудуйте на одному графіку в масштабі $I_n = f(I_y)$ характеристики двотактного підсилювача з виходом на основній частоті і постійному струмі для відомих вам схем і поясніть їх відмінність.
16. Намалюйте схеми двотактного підсилювача з загальним і роздільним зворотним зв'язком. Побудуйте їх характеристики.
17. Напишіть вираз для сталої часу магнітного підсилювача. Перерахуйте методи зменшення інерційності магнітних підсилювачів.
18. Дайте визначення швидкодійного магнітного підсилювача і його порівняльну оцінку зі звичайним. Намалюйте схему однопівперіодного швидкодійного прискорювача.
19. Намалюйте схему і поясніть роботу підсумовувального підсилювача. Як використовують підсумовувальний підсилювач в якості розв'язувального або масштабного? Як можна одержати інтегровальний і диференціувальний операційні підсилювачі?
20. Запишіть, чому дорівнює k_p і t_y багатокаскадного магнітного підсилювача?

21. Чи може переверсивний магнітний підсилювач використовуватися як магнітний модулятор?
22. Назвіть три групи магнітних підсилювачів напруг (магнітних модуляторів). Який принцип їх дії?
23. Опишіть принцип дії магнітного модулятора.
24. Намалюйте схеми механічного і електромагнітного змінювання магнітного опору осердя і поясніть їх роботу.
25. Намалюйте трансформаторну схему модулятора і опишіть її переваги і недоліки.
26. Намалюйте схеми і поясніть роботу мостової і диференціальної схем модуляторів.
27. Намалюйте схему і опишіть переваги і недоліки магнітного модулятора з виходом на подвійній частоті і паралельними магнітними полями.
28. Намалюйте схеми, опишіть особливості конструкції, переваги і недоліки магнітного модулятора з виходом змінного струму подвійної частоти і взаємно перпендикулярними полями.
29. Намалюйте схему і поясніть принцип роботи модуляторів з імпульсним виходом.
30. Дайте порівняльну характеристику модуляторів з виходом змінного струму основної частоти, подвійної частоти і імпульсним виходом.
31. Перерахуйте фактори, які впливають на рівень магнітних шумів і чутливість модулятора.
32. У чому спільність і відмінність магнітномодуляційних давачів від модуляторів з виходом змінного струму подвійної частоти?

Розділ 3. ПАРАМЕТРИЧНІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРИСТРОЇ

3.1. Принцип побудови пристроїв

До параметричних електромагнітних пристроїв відносяться пристрої, дія яких заснована на використанні нелінійності вольт-амперної характеристики дроселя із осердям з феромагнітного матеріалу за умови досягнення індукції насичення.

Послідовне або паралельне з'єднання нелінійного дроселя з лінійним елементом (резистор, конденсатор, лінійна індуктивна котушка) дозволяє одержувати різноманітні характеристики, з урахуванням яких можливе створення різних функціональних елементів: стабілізаторів, помножувачів і подільників частоти, перетворювачів і датчиків потужності, генераторів імпульсів і ін.

За виглядом вольт-амперної характеристики нелінійні елементи можна розділити на два типи (рис.3.1.1):

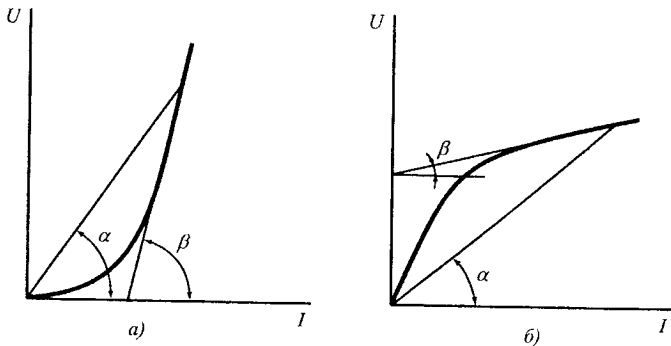


Рис.3.1.1. Вольт-амперні характеристики нелінійних елементів

- нелінійні елементи, опір яких збільшується зі зростанням напруги;
- нелінійні елементи, опір яких зменшується зі зростанням напруги .

Для нелінійних елементів поряд із *статичним опором* (опір у даній точці характеристики $Z = U / I = tg\alpha$) розглядається і динамічний *опір* (опір, обумовлений похідною у даній точці $Z' = dU / dI = tg\beta$). Як впливає з порівняння характеристик, приведених на рис.3.1.1, а, б, $Z'_a > Z_a$ і $Z'_b < Z_b$.

Інакше кажучи, для елементів типу «а» характерна мала зміна струму

при зміні напруги на ньому в достатньо широких межах; для елементів типу «б» характерною є зворотна залежність - порівняно мала зміна напруги при значній зміні струму.

Знайомство з електромагнітними колами змінного струму і їх вольт-амперною характеристикою, яка є кривою намагнічування в іншому масштабі, дозволяє зробити висновок про те, що дросель є типовим представником нелінійного опору типу «б».

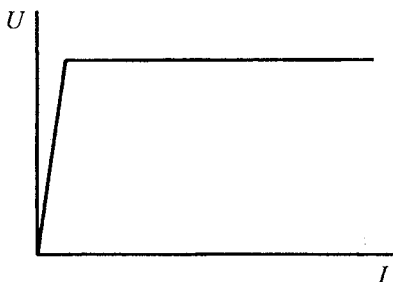


Рис.3.1.2. Вольт-амперна характеристика дроселя з осердям із матеріалу з ППГ

Природно, що застосування того або іншого магнітного матеріалу впливає на вольт-амперну характеристику дроселя. Так, наприклад, чим вужча петля гістерезису матеріалу, тим менший струм протікає через дросель до насичення, і чим вищий коефіцієнт прямокутності матеріалу, тим менше обмежує дросель струм, який протікає через нього після насичення. Це дозволяє в більшості випадків без внесення суттєвих похибок представити вольт-амперну характеристику дроселя двома відрізками прямих (рис.3.1.2).

Функціональне призначення тієї або іншої схеми з'єднання нелінійного елемента з лінійним визначається *узгаальною вольт-амперною характеристикою схеми*.

Розглянемо спрощену побудову вольт-амперної характеристики контуру для послідовного (рис.3.1.3,а) і паралельного (рис.3.1.3,б) з'єднань, беручи за основу середню криву намагнічування.

Нехтуючи спочатку активними втратами в колі ($U = U_p$), припустимо, що $Z = X_L$ (як лінійний елемент використовується дросель). Тоді вольт-амперна характеристика контуру $U_p = f(I)$ буде дорівнювати сумі вольт-амперних характеристик лінійного і нелінійного дроселів. Побудову для схеми рис.3.1.3,а, приведено на рис. 3.1.4.

Очевидно, що у випадку чисто ємнісного лінійного елемента ($Z = X_C$) вольт-амперна характеристика контуру буде різницею вольт-амперних ха-

рактик дроселя і ємності. На рис.3.1.5,а, показано побудову характеристик для послідовного з'єднання, а на рис.3.1.5,б - для паралельного з'єднання нелінійного дроселя і конденсатора.

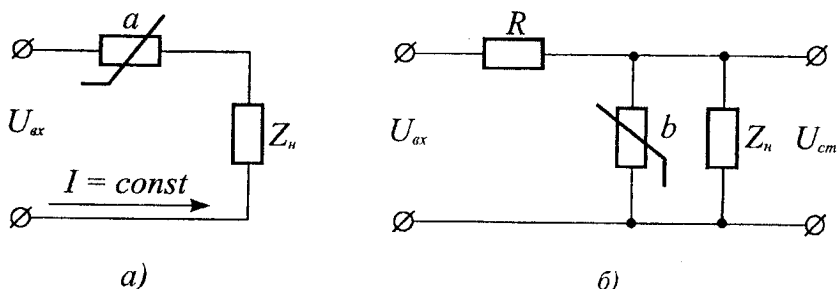


Рис. 3.1.3. Послідовне і паралельне з'єднання нелінійного і лінійного елементів

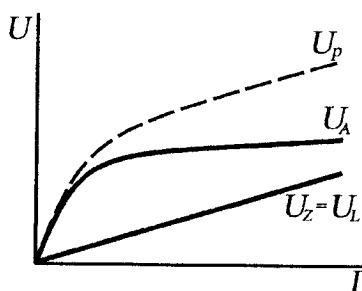


Рис.3.1.4. Побудова вольт-амперної характеристики для схеми рис.3.1.3,а у випадку $Z = X_L$ і $R=0$

Якщо не враховувати фазу напруги, то в останньому випадку ($Z = X_C$) вольт-амперні характеристики можуть бути подані в одному квадранті, як це показано на рис.3.1.5 пунктиром.

Реальну вольт-амперну характеристику контуру з урахуванням активного опору можна побудувати графічно за методом П. Л. Калантарова. Для цього у вольт-амперній характеристиці контуру без врахування втрат масштаб по осі струму змінюємо в R раз. Як наслідок замість вольт-амперної характеристики $U_p = f(I)$ отримаємо залежність

$$U_p = I\omega L - I/(\omega C) = f(IR) = f(U_R),$$

де R , L і C - сумарні значення опору кола.

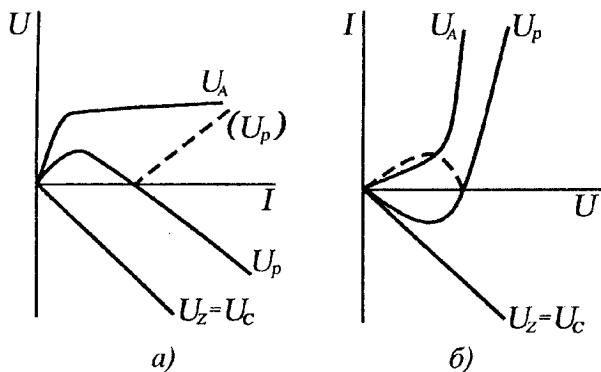


Рис. 3.1.5. Побудова вольт-амперної характеристики для схем рис.3.1.3 у випадку $Z=X_c$ і $R=0$

Оскільки $U^2 = U_p^2 + U_R^2$, то, провівши з початку координат радіусом U коло, отримаємо в точках перетину цього кола із залежністю $U_p = f(U_R)$ можливі сполучення U_p і U_R при заданих параметрах контуру і навантаження. Величина активних втрат буде характеризуватися різницею U_{in} і відповідного їй значення U_{ip} . Тому для одержання залежності $U = f(U_R)$ достатньо підняти точку перетину по вертикалі до рівня U_b і з'єднати нові точки плавною кривою, а для одержання вольт-амперної характеристики додатково змінити масштаб по осі абсцис в $1/R$ раз.

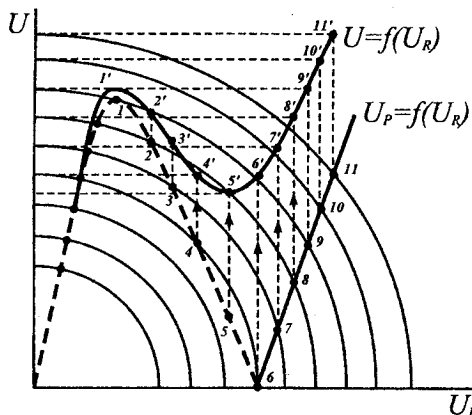


Рис.3.1.6. Побудова вольт-амперної характеристики контуру з урахуванням активного опору

На рис.3.1.6 показано приклад побудови характеристики для послідовного ферорезонансного контуру (рис. 3.1.3), а при

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}, X = X_C + X_L.$$

3.2. Давачі напруги

Необхідну характеристику параметричного електромагнітного пристрою можна одержати не тільки за допомогою послідовного або паралельного з'єднання лінійного і нелінійного елементів за схемами рис.3.1.3, але і використовуючи інші схемні рішення. Прикладом може бути широко застосовувана на практиці схема давача напруги (рис.3.2.1). Тут сигнал про відхилення змінної напруги U , яка контролюється (регулюється), від номінального значення у вигляді постійної напруги U_D є результатом порівняння падінь напруг на опорах R_1 і R_2 , під'єднаних послідовно: перший - із нелінійним D_p , а другий - з лінійним R елементом.

Як нелінійний елемент в схемі використовується дросель D_p , який насичується.

Припускаючи для простоти аналізу, що для дроселя D_p справедлива вольт-амперна характеристика рис.3.1.2 (осердя виконане з матеріалу з прямокутною петлею гістерезису), побудуємо залежність вихідної напруги $U_D = U_1 - U_2$ від середнього значення напруги живлення $U_{сеп}$ (рис.3.2.2).

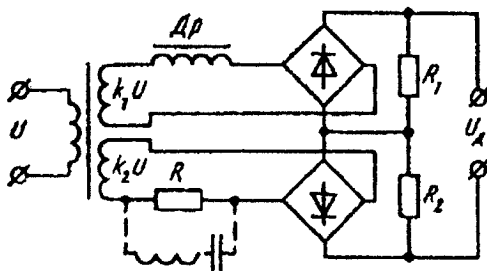


Рис.3.2.1 Схема давача напруги

Очевидно, що $U_D = U_1 - U_2 = k_1 U_{сеп} - U_s - k_2 U_{сеп} R_2 / (R_1 + R_2)$, де k_1 і k_2 - коефіцієнти трансформації для відповідних вторинних обмоток трансформатора; U_s - напруга насичення дроселя D_p .

Параметри схеми підбираються таким чином, щоб при номінальному значенні контрольованої напруги $U_{сеп} = U_{ном}$, $U_1 = U_2$ і $U_D = 0$, тобто

$$k_1 U_{ном} - U_s - k_2 U_{ном} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.$$

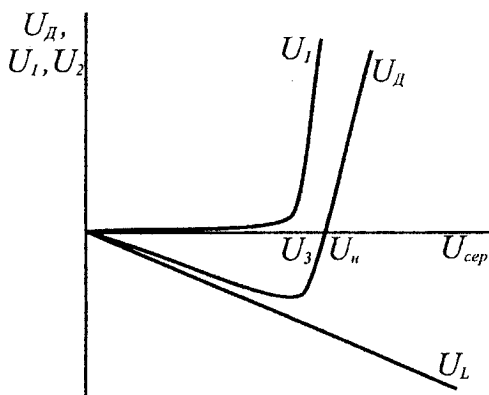


Рис.3.2.2 Характеристика $U_d = f(U_{сер})$ для давача напруги

Звідси отримаємо для чутливості давача: $\frac{dU_d}{dU_{сер}} = k_1 - k_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_s}{U_{ном}}$.

Як видно з рис.3.2.2, стабільність давача буде визначатися стабільністю точки перетину підсумкової характеристики $U_d = f(U_{сер})$ із віссю абсцис, стабільність якої, в свою чергу, буде визначатися сталістю величини напруги насичення дроселя U_s .

Індукція насичення, а отже, і величина U_s змінюються зі зміною температури навколишнього середовища і частоти напруги живлення.

Температурний коефіцієнт індукції насичення достатньо малий (до $-2 \cdot 10^{-4}$), що забезпечує стабільність $U_{ном}$ у діапазоні зміни температур $\pm 50^\circ$ із похибкою не більше 4%, а для самих стабільних сплавів - до 1%. Крім того, температурний зсув нуля може бути істотно зменшений виготовленням опору R_2 з матеріалів із позитивним температурним коефіцієнтом.

Нестабільність, яка викликана зміною частоти, може бути знижена або шунтуванням R контуром LC , що зменшує свій опір із підвищенням частоти (приведений на рис. 3.2.1 пунктиром), або зміною R лінійною індуктивністю.

3.3. Електромагнітні стабілізатори

Сучасні вимірювальні, керувальні і обчислювальні схеми вимагають для забезпечення нормальної роботи достатньо жорсткої сталості напруги (струму) живлення, що може бути забезпечене, як правило, тільки за допомогою спеціальних функціональних елементів - стабілізаторів.

Таким чином, стабілізатор це пристрій, що забезпечує підтримку вихі-

дної величини Y на визначеному постійному, заздалегідь заданому рівні, при зміні вхідної величини X у достатньо широких межах. Основним параметром, який характеризує якість підтримки сталості вихідної величини, є *інтегральний коефіцієнт стабілізації* $k = \frac{\Delta X/X}{\Delta Y/Y}$, а ідеальною функціональною залежністю вхід-вихід – пряма, що паралельна осі абсцис.

Як стабілізувальний може бути використаний такий елемент, який забезпечує необхідну залежність хоча б у визначеному діапазоні зміни вхідної величини.

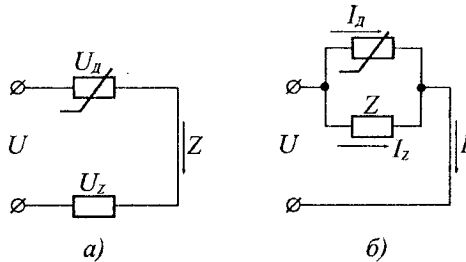


Рис.3.3.1 Схеми параметричної стабілізації

Як було відзначено в 3.1, для нелінійного елемента типу «а» характерна мала зміна струму при зміні напруги на ньому в достатньо широких межах. Це дозволяє використовувати елемент типу «а» для стабілізації струму в навантаженні, що, очевидно, повинно бути з'єднане в цьому випадку послідовно з елементом (рис.3.3.1,а).

Оскільки для елемента типу «б» характерна зворотна залежність, тобто мала зміна напруги при значній зміні струму, застосування цього елемента дозволяє стабілізувати напругу на навантаженні, при його під'єднанні паралельно елементу (рис.3.3.1,б). У цьому випадку послідовно з елементом «б» необхідно під'єднати додатковий лінійний опір, який приймає на себе коливання напруги живлення.

Очевидно, що найпростіший стабілізатор на магнітонасиченому елементі, як типовому представнику елемента типу «б», можна одержати, під'єднавши дросель і навантаження за схемою рис.3.3.2,а. У цьому випадку в залежності від характеру кривої намагнічування (вольт-амперної характеристики, рис.3.3.2,б) буде забезпечений той або інший ступінь стабілізації напруги на навантаженні в більш-менш широкому діапазоні.

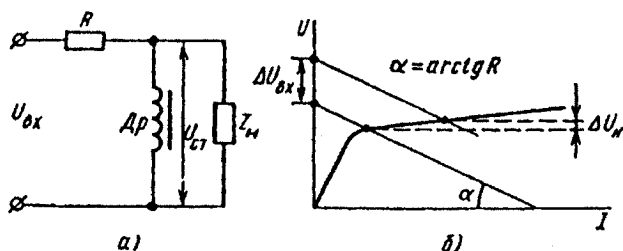


Рис.3.3.2 Схема найпростішого стабілізатора на магнітонасиченому дроселі (а) та його вольт-амперна характеристика (б)

Чим менша напруженість поля насичення і величина магнітної проникності матеріалу за «коліном» кривої намагнічування, тим вища якість стабілізації. Схема рис.3.3.2, а через великі активні втрати на баластному опорі R має низький коефіцієнт корисної дії і не дозволяє одержати на навантаженні напругу, яка б значно відрізнялася від напруги мережі.

Більш досконалою є трансформаторна схема, в якій використовується як баластний опір лінійна індуктивність, що створюється первинною обмоткою ненасиченого трансформатора. Схема дозволяє одержати за допомогою зміни числа витків обмоток насиченого трансформатора практично будь-яку, відмінну від напруги мережі напругу на навантаженні (рис.3.3.3).

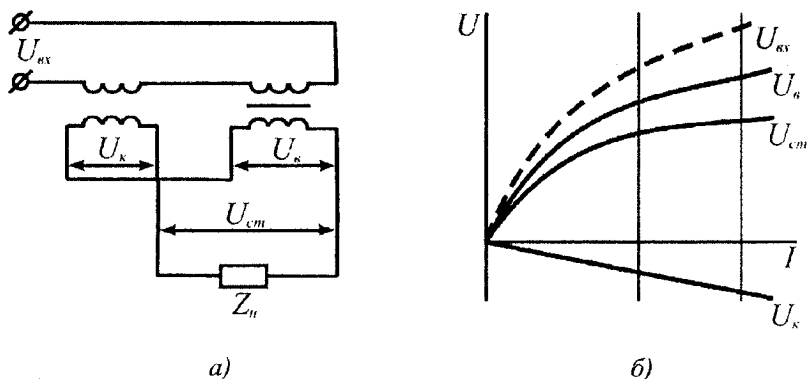


Рис. 3.3.3 Трансформаторна схема стабілізатора (а) і її вольт-амперна характеристика (б)

Використовуючи баластну обмотку як первинну обмотку компенсуючого трансформатора, напруга якої діє в протифазі з основною, можна одержати більш високу якість стабілізації.

Дійсно, якщо вибрати коефіцієнт трансформації ненасиченого транс-

форматора так, щоб кут нахилу його вольт-амперної характеристики дорівнював куту нахилу вольт-амперної характеристики насиченого трансформатора, тоді коливання напруги в робочій зоні будуть значно менші.

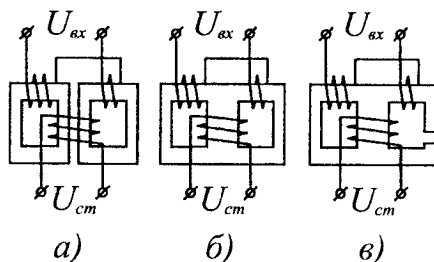


Рис.3.3.4. Різновиди схем стабілізаторів на магнітонасиченому дроселі

До недоліків розглянутих найпростіших схем відносяться: низький ККД (який не перевищує 60%), різке спотворення форми кривої напруги на навантаженні і значна залежність коефіцієнта стабілізації від навантаження.

Тому такі схеми мають обмежене застосування, значно поступаючись резонансним схемам.

Як було показано, послідовне з'єднання магнітонасиченого елемента і конденсатора дозволяє одержати вольт-амперну характеристику, приведену на рис.3.3.5,а. Оцінюючи дану характеристику з погляду придатності елемента для стабілізації можна відзначити три яскраво виражених зони: I - пропорційної залежності струму від напруги; II-порівняно малих коливань напруги при зміні струму; III-порівняно малих коливань струму при зміні напруги.

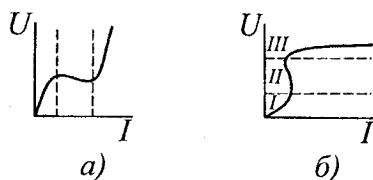


Рис. 3.3.5 Вольт-амперні характеристики послідовного (а) та паралельного (б) ферорезонансних контурів

Таким чином, у зоні II послідовний ферорезонансний контур має характеристику типу «б» (стабілізація напруги), а в зоні III - характеристику типу «а» (стабілізація струму).

Якщо конденсатор під'єднати паралельно до дроселя (паралельний ферорезонансний контур), то вольт-амперна характеристика набуває вигляду,

приведеного на рис.3.3.5,б. У цьому випадку також можна виділити три зони: I - пропорційної залежності; II - залежності типу «а» (стабілізації струму); III - залежності типу «б» (стабілізації напруги).

Таким чином, і послідовний, і паралельний ферорезонансні контури можуть бути використані в залежності від обраної робочої зони як стабілізувальний елемент типу «а», чи типу «б».

Через обмеженість зони II звичайно за робочу зону ферорезонансного контуру приймають зону III. Оскільки частіше усього ферорезонансні контури застосовують для стабілізації напруги, більш широке поширення одержала схема паралельного з'єднання конденсатора і дроселя. Ця схема крім ефективного використання ємності, накопичена енергія якої пропорційна напрузі на ній, дозволяє одержати порівняно добру форму кривої напруги на навантаженні.

Роздивимося роботу схеми *стабілізатора з паралельним ферорезонансним контуром*, приведена на рис.3.3.6,а. Послідовно з ферорезонансним контуром з'єднаний ненасичений трансформатор, первинна обмотка якого виконує роль лінійного баластного опору, а вторинна – компенсаційної обмотки.

Коливання напруги мережі, які сприймаються в основному баластною обмоткою, позначаються на величині компенсаційної напруги, завдяки чому напруга на навантаженні підтримується постійною на усьому робочому діапазоні (див. характеристику на рис.3.3.6,б). Як насичений трансформатор використовується автотрансформатор, який дозволяє підняти напругу на конденсаторі. Це дає можливість зменшити його габарити. Необхідна величина напруги на навантаженні забезпечується вибором місця відпайки вихідного кола. При необхідності електричного роз'єднання кіл навантаження і живлення використовується трансформаторна схема (рис.3.3.6,в).

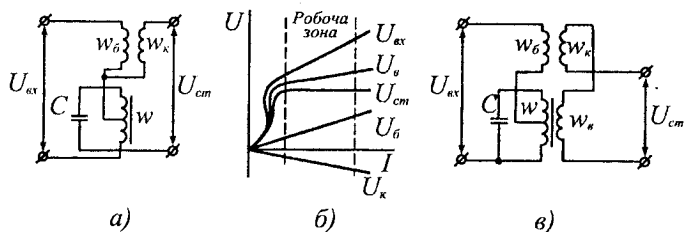


Рис.3.3.6. Схема ферорезонансного стабілізатора (а), її вольт-амперна характеристика (б), та трансформаторна схема (в)

Поліпшення форми кривої напруги на навантаженні досягається шляхом ділення ємності на частини, кожна з яких спільно з під'єднаною послідовно індуктивною котушкою (рис.3.3.7,а) утворить фільтр однієї з непарних гармонік (3, 5 і т.д.).

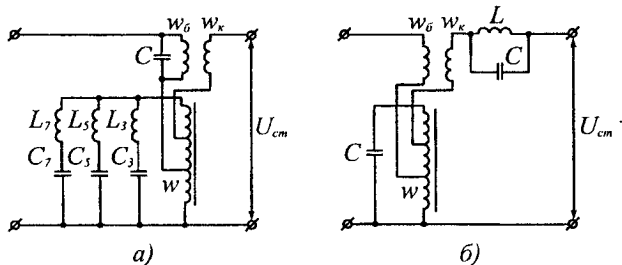


Рис.3.3.7. Ферорезонансний стабілізатор із поліпшеною формою кривої напруги й зменшеною залежністю від коливань частоти

Розглянуті схеми ферорезонансних стабілізаторів мають підвищену чутливість до коливань частоти напруги живлення. Зміна частоти на 1% призводить до 1-1,5%-ної зміни напруги на навантаженні. Для запобігання цьому можна під'єднати паралельно w_6 конденсатор (рис.3.3.7,а) або паралельний LC-контур на виході (рис. 3.3.7,б), що компенсують зміну індуктивного опору зі зміною частоти.

Ферорезонансні стабілізатори зазвичай забезпечують підтримку вихідної напруги з точністю 1% і вище при коливаннях вхідної напруги в діапазоні $\pm 30\%$.

Якість стабілізації погіршується при зміні значення і характеру навантаження.

3.4. Функціональні перетворювачі, помножувачі змінних напруг, давачі потужностей

У 3.1. відзначалося, що вольт-амперні характеристики контурів, виконаних за схемами рис.3.1.3 і 3.3.1, залежать як від схем, так і від вольт-амперних характеристик елементів, що до них входять. Тому заздалегідь задані залежності $I = f(U)$ можна одержати шляхом відповідного підбору елементів.

Зокрема, змінюючи матеріал осердя і його конструкцію, одержимо різноманітні вольт-амперні характеристики дроселя й у сполученні з різними резисторами R підберемо необхідну залежність.

За допомогою схеми рис.3.1.3,а найбільш просто одержують параболі-

чні характеристики виду $I_n = a_n U^n$.

На рис.3.4.1 приведені отримані М. А. Розенблатом залежності $b - I_n = a_3 U^3$, де $a_3 = 1,4 \cdot 10^{-4}$, і $c - I_n = a_5 U^5$, де $a_5 = 1,1 \cdot 10^{-4}$. Для першої з них використане осердя з електротехнічної сталі марки Е310, а для другої - осердя із пермалюю 79НМ. Як у тому, так і в іншому випадку осердя виконані з невеликим зазором.

На виході схеми рис.3.3.1,а, постійного струму (включення навантаження через випрямляч) можна одержати у визначеному діапазоні зміни напруги квадратичну криву $I_{сеп} = I_0 + a_2 U^2$.

Об'єднання двох схем рис.3.3.1,а із виходом постійного струму, які забезпечують квадратичну вольт-амперну характеристику (рис.3.4.2), дозволяє одержати множник двох змінних напруг, що змінюються з однаковою частотою.

Одна з напруг, які перемножуються, U_1 подається на первинну обмотку диференційного трансформатора, який має коефіцієнт трансформації k , а інша U_2 - на діагональ вторинного кола.

В результаті в одній (припустимо, в лівій) гілці утворюється сума, а в іншій - різниця напруг U_2 і kU_1 .

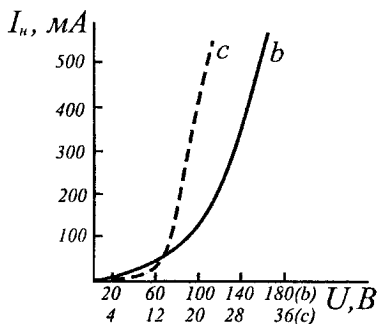


Рис.3.4.1. Вольт-амперні характеристики, які забезпечують параболічні функціональні залежності $I_n = a_n U^n$.

Якщо вважати синусоїдальність напруг u_1 і u_2 і зсув фаз між ними рівним φ , то діюче значення напруги лівої гілки

$$U_+ = \sqrt{k^2 U_1^2 + U_2^2 + 2kU_1 U_2 \cos \varphi}$$

і правої гілки:

$$U_- = \sqrt{k^2 U_1^2 + U_2^2 - 2kU_1 U_2 \cos \varphi}$$

де U_1 і U_2 - діючі значення напруг u_1 і u_2 .

Враховуючи квадратичну залежність струму гілок від діючої в них напруги одержимо:

$$I_n = I_0 + k_1 a_2 (k^2 U_1^2 + U_2^2 + 2k U_1 U_2 \cos \varphi);$$

$$I_n = I_0 + k_1 a_2 (k^2 U_1^2 + U_2^2 - 2k U_1 U_2 \cos \varphi),$$

де k_1 - коефіцієнт трансформації вихідних трансформаторів.

В результаті струм приладу прямо пропорційний добутку діючих значень напруг u_1 і u_2 :

$$I_A = I_n - I_n = 4a_2 k k_1 U_1 U_2 \cos \varphi.$$

Якщо забезпечити прямо пропорційну залежність напруги u_2 від струму i , що протікає по колу, до якого прикладена напруга u_1 , тоді показники приладу виявляться прямо пропорційними споживаній колом активній потужності:

$$I_A = k_2 U I \cos \varphi = k_2 P.$$

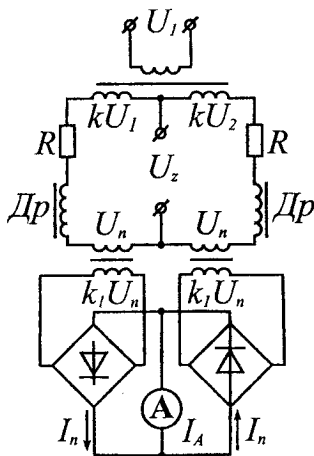


Рис.3.4.2. Схема помножувача двох змінних напруг

3.5. Електромагнітні генератори і перетворювачі частоти та числа фаз

Генератори частоти

При введенні сильного додатного зворотного зв'язку магнітний підсилювач, як і будь-який інший підсилювач, переходить в релейний режим. Статична характеристика підсилювача в цьому режимі характеризується наявністю ділянки з від'ємним нахилом. При введенні в схему додаткових реактивних елементів в підсилювачі можуть виникнути коливання, що незатухають. Такий пристрій представляє собою генератор частоти - джерело напруги змінного струму визначеної частоти. Найпростіша схема магнітного генератора приведена на рис.3.5.1. Напруга зміщення в схемі потрібна для установки робочої точки, відносно якої відбуваються коливання на середині лінійної ділянки статичної характеристики підсилювача.

Частота генерованих коливань ω_r визначається резонансною частотою кола зворотного зв'язку:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{33} \cdot C}}$$

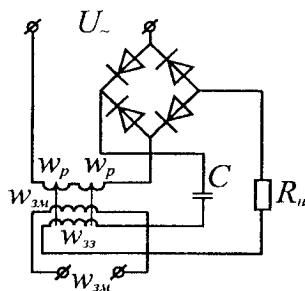


Рис. 3.5.1. Схема магнітного генератора частоти

Частотою коливань зручніше керувати шляхом зміни величини ємності конденсатора C . Як показали теоретичні і експериментальні дослідження, діапазон стійкої роботи магнітних генераторів частоти приблизно дорівнює 0.03 — 0.3 частоти джерела живлення.

Магнітні генератори використовуються, зазвичай, як джерела низьких частот дозвукового діапазону, де використання напівпровідникових пристроїв може зустріти ускладнення. Магнітні генератори відрізняються високою надійністю і можуть бути виготовлені на будь-яку вихідну потужність.

При створенні магнітних генераторів низьких частот часто використо-

вують і ферорезонансні явища. Схеми таких ферорезонансних генераторів частот приведені на рис.3.5.2. Схема, зображена на рис. 3.5.2,а, відрізняється від схеми, приведеної на рис.3.5.2,б, наявністю додаткових закорочених обмоток w_0 , з'єднаних аналогічно обмоткам керування дроселя.

Роль цих обмоток полягає у затримці перехідних процесів, які виникають в керованому дроселі при зміні напруги керування U_y або змінної напруги U_- . В схемі (рис.3.5.2,б) роль закорочених обмоток w_0 виконує контур робочих обмоток. Навантаження R_n вмикається в коло робочих обмоток або безпосередньо (рис.3.5.2,а), або через випрямляч (рис.3.5.2,б).

Необхідними умовами для виникнення стійких низькочастотних коливань є такі:

- 1) наявність на статичній характеристиці ділянки з від'ємною крутизною;
- 2) наявність суттєвої затримки в перехідних процесах при раптовій зміні стану схеми.

Процеси, що проходять в ферорезонансних низькочастотних генераторах, носять досить складний характер, який повною мірою досліджений в роботах Л.А.Бессонова і В.С.Боголюбова.

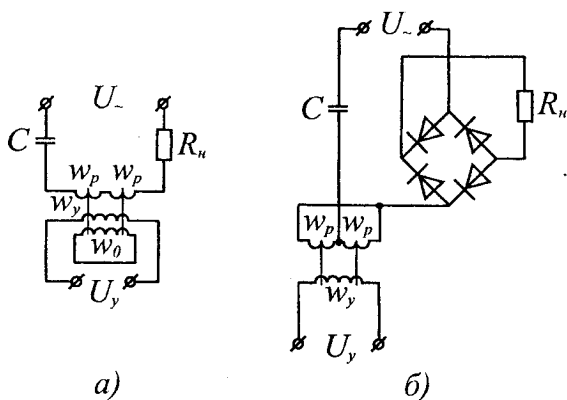


Рис. 3.5.2. Схеми ферорезонансних генераторів частоти напруги

Відзначимо лише, що оскільки час нарощування та спаду струму суттєво відрізняється, форма коливань далека від синусоїдальної.

Частота коливань визначається, головним чином, сталою часу замкненого контуру, створеного обмотками w_0 (тобто відношенням індуктивності обмоток до їх активного опору), і зменшується з ростом цієї сталої часу.

В потужних ферорезонансних генераторах при частоті напруги жив-

лення 50 Гц мінімальні значення частоти досягають порядку 0.02 - 0.04 Гц. Подібні генератори виконують на десятки кіловат і використовуються, зокрема, для отримання миготливого світла в сигнальних пристроях. Зміна частоти коливань здійснюється зазвичай шляхом зміни активного опору в колі закорочених обмоток, а в невеликих межах - за рахунок зміни величини постійного струму I_y .

Помножувачі та подільники частоти

Основне призначення помножувачів частоти - підвищення частоти джерел живлення. Як відомо, підвищення частоти живлення магнітних підсилювачів є найбільш радикальним засобом поліпшення їх параметрів - підвищення швидкодії, зменшення габаритів. Помножувачі частоти використовують для живлення високочастотних пристроїв індукційного нагріву, зварювання і т. п.

Існують десятки різних схем помножувачів та подільників частоти за допомогою феромагнітних осердь. Множення та ділення частоти в парне число раз зазвичай досягається в схемах, де осердя додатково підмагнічуються постійним магнітним полем. (Мова про це йшла при розгляді роботи магнітних модуляторів з виходом на другій гармоніці в гл.2.6). Якщо в цих схемах замість вхідного сигналу подати постійне підмагнічування, яке дорівнює максимальному сигналу, то отримаємо найпростішу схему подвоювача частоти. Найбільш широко розповсюджені мостові схеми подвоювачів частоти, які зображені на рис.3.5.3. Ці схеми працюють за тим же принципом, що і модулятори на другій гармоніці. Напруга основної частоти на виході цих схем дорівнює нулю, оскільки мости зрівноважені за частотою і живленням. Постійна підмагнічування $U_{зм}$ створює в осердях другу та інші парні гармоніки індукції. Вони наводять в робочих обмотках ЕРС, які додаються на вихідних затискачах.

На відміну від схеми, зображеної на рис.3.5.3,а, схема, що приведена на рис.3.5.3,б, не потребує трансформатора живлення і, відповідно, має більший ККД, однак вихід та вхід помножувача гальванічно пов'язані.

Суттєвим недоліком розглянутих схем подвоювачів частоти є низький $\cos\varphi$ на вході схеми навіть при чисто активному опорі навантаження. Тому при значній потужності подвоювачів доцільно передбачати під'єднання конденсаторів на вході схеми.

Цікаво відмітити, що в схемах рис.3.5.3 вхід і вихід можна поміняти місцями; це дозволить використовувати їх не тільки в якості помножувачів, але й подільників частоти.

ККД розглянутих схем подвоювачів частоти досить високий — досягає 90% та вище. Для отримання трифазної напруги подвоєної частоти

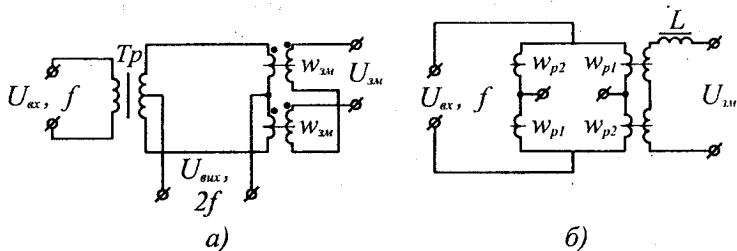


Рис. 3.5.3. Схеми подвоювачів частоти

застосовують три однофазні схеми, які живляться від трифазної мережі.

Розглянемо деякі загальні принципи побудови помножувачів частоти в непарне число раз.

В усіх електромагнітних помножувачах частоти внаслідок великої величини прикладеної напруженості намагнічуваного поля виникає нелінійний характер процесів намагнічення феромагнітних осердь, що призводить до утворення напруг, струмів або магнітних потоків із значним вмістом вищих гармонік. Електромагнітні помножувачі відрізняються один від одного в основному методами, які використовуються для виділення потрібної вищої гармоніки і усунення небажаних гармонік, враховуючи і першу.

За суттю всі методи, які використовуються, можна розділити на дві великі групи: резонансні та компенсаційні методи. Резонансні методи зводяться до того, що необхідні гармоніки виділяються за допомогою відповідних коливальних контурів, налаштованих на частоти цих гармонік. В компенсаційних методах небажані гармоніки на виході множника усуваються шляхом їх компенсації рівними за величиною та протилежними за фазою гармоніками. Нерідко в помножувачах одночасно користуються обома методами.

На рис.3.5.4,*а* приведена схема пристрою, в якому використовується резонансний метод. Осердя дроселя L_{op} працює в умовах сильного насичення, завдяки чому в його вторинній обмотці індуктуються імпульси напруги, які містять великий відсоток вищих гармонік. Резонансний контур, який утворюється дроселем з постійною індуктивністю L_2 та конденсатором C_2 , настраюється в резонанс на частоту $n f$ гармоніки, що виділяється. Для настройки первинного кола дроселя в резонанс із частотою напруги живлення (для усунення вищих гармонічних складових) в це коло вмикають дросель з постійною індуктивністю L_1 та конденсатор C_1 . Цей пристрій дозволяє виділити до 15-25-ої гармоніки, особливо на підвищених частотах, для яких легше отримати високу добротність коливальних контурів.

На рис.3.5.4,*б* приведена схема потроювача частоти, в якому поряд з

настройкою вихідного кола в резонанс на третю гармоніку (подібно до пристрою рис. 3.5.4,а), також здійснюється компенсація першої гармоніки напруги, яка індуктується у вторинній обмотці основного нелінійного дроселя. З цією метою послідовно з первинною обмоткою даного дроселя вмикають первинну обмотку лінійного (який не насичується) трансформатора L_n . Вторинні обмотки дроселя і трансформатора вмикають зустрічно. Якщо первинний струм i синусоїдальний, то вихідна напруга дроселя містить першу і вищі гармоніки, в той час, як напруга на виході лінійного компенсаційного трансформатора містить лише першу гармоніку. Вихідне коло настроюють в резонанс тому, що зазвичай не досягається повна взаємна компенсація перших гармонік, а також – для підвищення відношення третьої гармоніки до небажаних більш високих гармонік.

Найкраща компенсація небажаних гармонік досягається при наявності симетричного багатофазного джерела живлення. В якості останнього можна використовувати трифазну мережу змінного струму, або перетворювач числа фаз.

Припустимо, що маємо трифазне джерело, від кожної фази якого періодично насичуються осердя дроселів, які є генераторами вищих гармонік (рис. 3.5.5,а). Всі дроселі мають однакові параметри, а їхні вторинні обмотки з'єднані послідовно. ЕРС основної частоти, які індуктуються у вторинні обмотки, зсунені на 120° і тому взаємно зрівноважуються. Виникаючи внаслідок насичення осердь, ЕРС потрійної частоти зсунуті відповідно на кут в три рази більший, тобто співпадають по фазі один з одним, і, складаючись, утворюють вихідну напругу. Крім третьої гармоніки на виході існують і інші гармоніки, кратні трьом, але відносна амплітуда їх, зазвичай, мала.

На рис. 3.5.5,б зображена схема потроювача частоти, яка побудована на основі метода компенсації. Вона складається з трьох дроселів з насиченими осердями і трансформатора. Наявність нелінійностей створює вищі гармоніки в кривих струму первинних обмоток трансформатора. Магнітний потік в осерді трансформатора визначається сумою намагнічувальних сил, які створюються трьома первинними фазовими обмотками.

Сума намагнічувальних сил, створених першими гармоніками струмів, що зсунені на 120° , дорівнює нулю. Намагнічувальні сили третіх гармонік, навпаки, співпадають за фазою і, складаючись, створюють в осерді трансформатора потік потроєної частоти, який і наводить ЕРС во вторинній обмотці.

Як і в схемах подвоювачів частоти, на вході всіх розглянутих схем з метою підвищення $\cos\phi$ доцільно вмикати конденсатори. Схеми рис. 3.5.4 дають значно більш викривлену форму вихідної напруги, в основному, через неможливість повною мірою усунути основну частоту.

Найбільше розповсюдження на практиці отримала схема потроювача

частоти, що зображена на рис.3.5.5,а, через особливу простоту. ККД всіх розглянутих потроювачів частоти досягає 90% і вище.

В наведених на рис.3.5.5 схемах потроювачів частоти багатозазне джерело використане для побудови помножувачів частоти за компенсаційним методом. Використовуючи методи перетворення числа фаз джерела, можна побудувати помножувачі в будь-яке число раз. Множення частоти в будь-яке число раз, кратне двом і трьом, можна також здійснити шляхом каскадного з'єднання подвоювачів і потроювачів частоти.

З теорії перемагнічування феромагнітного осердя двома паралельними полями різних частот ω_p і ω_q відомо, що у відповідних колах з осердям можуть виникнути комбінаційні частоти типу $m\omega_p + n\omega_q$, де m і n - цілі числа. М.А.Розенблат показав, що для перетворювачів частоти справедливе таке можливе відношення частот:

$$\omega_q = \frac{m}{n+1} \cdot \omega_p \quad (3.5.1)$$

З формули видно, що феромагнітне осердя можна використовувати не тільки для підвищення (множення) частоти, але й для ділення частоти (при $n+1 > m$). При цьому, якщо $m=1$, то частота ділиться на ціле число раз, тобто виникають субгармонійні коливання. В прикладах, які розглядаються, за суттю має місце параметричний резонанс, тобто таке збудження коливань в електричному колі, яке зумовлене періодичною зміною одного з його параметрів. Таким параметром в даному випадку є індуктивність обмоток.

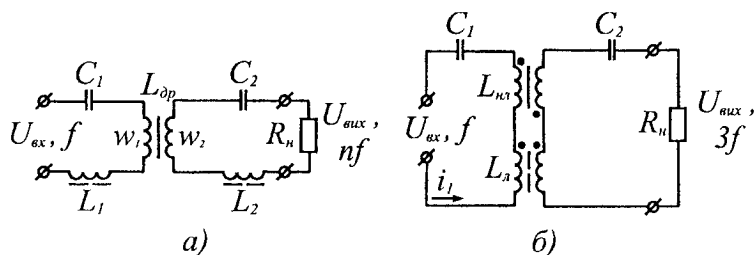


Рис.3.5.4. Схеми помножувачів частоти

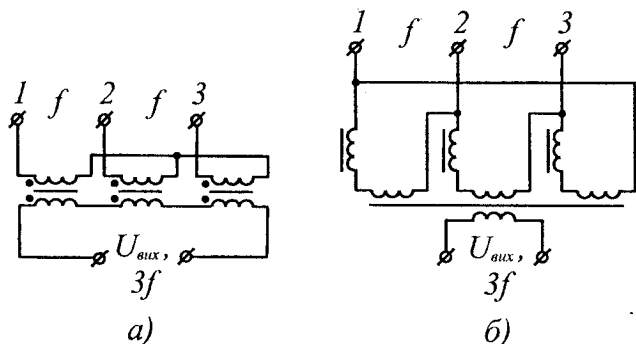


Рис.3.5.5. Схеми потроювачів частоти

В даному випадку не розглядаються умови підсилення, самозбудження та області існування параметричних коливань, які залежать від конкретних характеристик осердя та параметрів електричних кіл. Відмітимо лише, що збудження параметричних коливань відбувається тим легше і область стійких коливань стає тим ширшою, чим менша сума коефіцієнтів $(m+n)$. Тому найбільше застосування отримали схеми, для яких $m=1$ і $n=1$, що, згідно формули (3.5.1), відповідає поділу частоти на два: $\omega_q = \omega_p/2$. Магнітні подільники частоти на двоє розповсюджені в автоматичі, вимірювальній техніці, а також в обчислювальній техніці у вигляді параметронів.

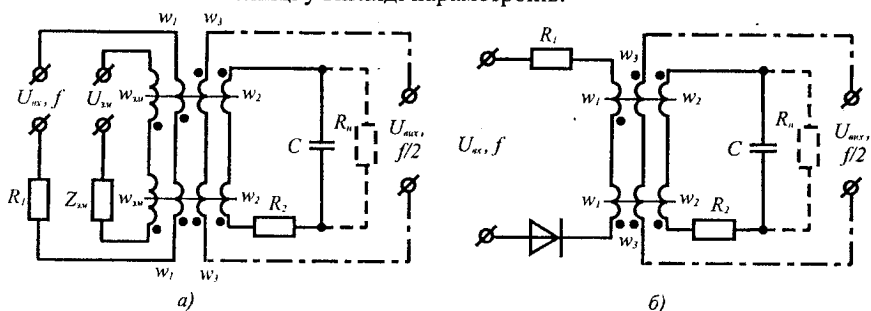


Рис. 3.5.6. Схеми подільників частоти

На рис.3.5.6. приведені найпростіші схеми магнітних подільників частоти. В цих схемах, як і в магнітних модуляторах з виходом на основній частоті, наявність намагнічування постійним струмом (рис.3.5.6,а) U_{3M} або струмом однонапівперіодного збудження (рис.3.5.6,б) призводить до того, що ін-

дуктивність обмоток w_2 змінюється з частотою джерела живлення $2f$. Якщо для деякого середнього значення індуктивності обмоток w_2 настроїти їх в резонанс на частоту f за допомогою конденсатора C , то в пристроях, схеми яких приведені на рис.3.5.6, буде мати місце параметричне збудження з цією частотою. Обмотки w_1 і $w_{зм}$ в схемі рис.3.5.6,а можуть бути з'єднані. Опір $Z_{зм}$ потрібен для обмеження величини змінного струму, який наводиться в колі підмагнічування. В схемах рис.3.5.6 використовуються два осердя для зменшення зв'язку між колами живлення і виходу. Вихідна напруга половинної частоти може бути знята або з затискачів w_2 , або з конденсатора C , чи з затискачів обмоток w_3 , індуктивно зв'язаних з w_2 . Для того щоб в схемі почався процес параметричного збудження коливань, в контурі повинен бути деякий початковий струм, який в подальшому буде "розкачуватись" під дією періодичної зміни індуктивності контуру. В подільниках частоти на два цей початковий імпульс струму в контурі виникає при подачі напруги на робочі обмотки w_1 за рахунок невеликої різниці ЕРС, які при цьому наводяться в обмотках, і деякої неідентичності осердь.

Якщо настроїти резонансний контур на частоту $f/3$, отримаємо подільник частоти на три. При цьому не потрібне постійне підмагнічування. Однак процес ділення на три менш стійкий, ніж на два, оскільки вузький діапазон зміни параметрів схеми, в якому забезпечується стійке параметричне збудження схеми. Щоб в подільнику частоти на три почався процес параметричного збудження, потрібен більш потужний початковий імпульс струму в контурі, ніж в подільнику на два. Зазвичай він подається зовні від спеціального пристрою.

Крім розглянутих схем подільників частоти на практиці широко застосовуються схеми ділення частоти повторення імпульсів.

В деяких випадках частоту повторення періодичних імпульсів сигналів зручніше понижувати не подільниками частоти, а за допомогою лічильників. Якщо сигнали на виході пристрою повторюються через рівні проміжки часу, то останній зазвичай називають подільником частоти; якщо ж вихідні сигнали розділені невизначеними проміжками часу, то цей пристрій називають лічильником. Таким чином, всякий лічильник може бути подільником частоти, але не навпаки.

Подільники частоти, як правило, використовуються для побудови всеможливих синхронізаторів. Ці пристрої мають один вхід і декілька виходів, на яких можуть бути отримані синхронізовані імпульси з декількома різними частотами повторення.

Оскільки подільники частоти пристосовані до перетворення частоти повторення періодичних сигналів, їх можна виконувати не тільки на пристроях, які мають деякі стійкі стани, але і на пристроях, здатних синхронізу-

ватися імпульсами управління.

Лічильники імпульсів можуть бути виконані тільки на пристроях, які мають декілька стійких станів, з використанням різних принципів.

Електричні лічильники будують на основі принципу "поштучного" підрахунку електричних сигналів або на основі принципу "вагового" підрахунку. В першому випадку як лічильні елементи використовують пристрої, що мають релейну властивість, які під дією чергового імпульсу переходять з одного стійкого стану в інший. В другому випадку як лічильний елемент застосовують накопичувачі електричної або магнітної енергії. Цими накопичувачами здійснюється підсумовування енергії, яку несе кожен лічильний імпульс. Лічильники імпульсів з магнітним накопичувачем отримали значне розповсюдження завдяки своїй простоті та надійності.

На рис.3.5.7,а,б наведені структурна схема та часові діаграми лічильника з магнітним накопичувачем. Обмотка осердя з магнітного матеріалу з прямокутною петлею гістерезису під'єднана до імпульсного джерела напруги (або до синусоїдального джерела через випрямляч). Вольт-секундну площу кожного імпульсу вибирають із розрахунку, що зміна потоку в осерді за час дії імпульсу визначається як (N - коефіцієнт ділення).

$$\Delta\Phi = \frac{2\Phi_s}{N-1}$$

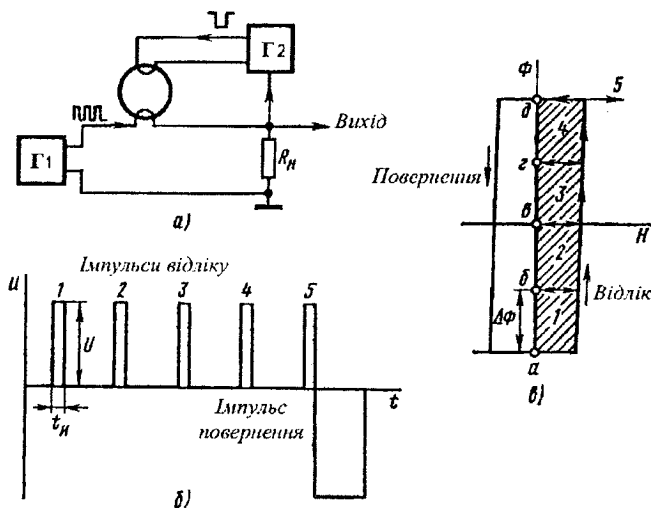


Рис. 3.5.7. Схема та часові діаграми лічильника з магнітним накопичувачем

На рис.3.5.7, в зображена робота схеми ділення на п'ять. Перший імпульс змінює рівень магнітного стану осердя від точки *a* до точки *b* на петлі гістерезису. Завдяки прямокутності петлі гістерезису осердя запам'ятовує досягнутий стан і після припинення імпульсу. Другий імпульс змінює рівень потоку від *b* до *c* і т.п. Після четвертого імпульсу, який надходить на вхід схеми, осердя досягає стану насичення (точка *d*), тому подальша дія імпульсів не призводить до зміни магнітного потоку. П'ятий імпульс може бути виявлений на виході схеми. Контроль і повернення магнітного потоку в початковий стан зазвичай здійснюється спеціальним пристроєм, у якому нерідко використовуються транзистори Т (див. рис.3.5.7, а). Таким чином, використовуючи магнітне осердя з ППГ, можна виконувати досить прості та надійні в роботі ступеневі лічильники імпульсів.

Основною проблемою в лічильниках з магнітними накопичувачами є спосіб розпізнавання моменту переходу осердя від одного насиченого стану до другого. Від роздільної здатності пристрою розпізнавання насичених станів осердя, а також стабільності параметрів імпульсів залежить максимально допустимий коефіцієнт лічби лічильного пристрою.

Перетворювачі числа фаз

Помножувачі та подільники числа фаз необхідні в тих випадках, коли джерело живлення та навантаження мають різні числа фаз. На рис.3.5.8,а наведена найбільш розповсюджена схема перетворювача однофазного струму в

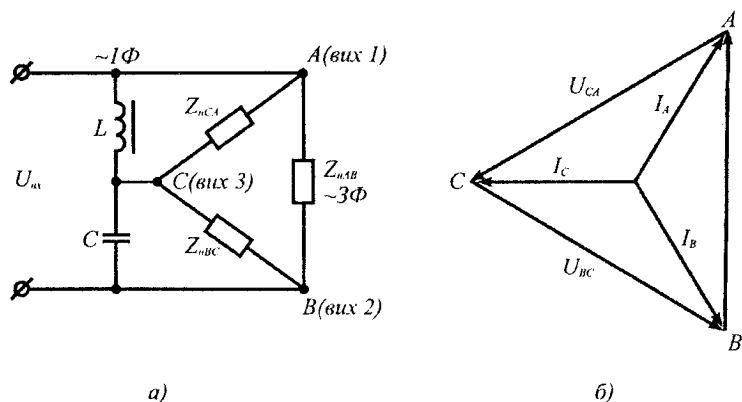


Рис. 3.5.8. Перетворювач однофазного струму в трифазний

трифазний. На рис.3.5.8,б наведена векторна діаграма, яка відповідає цій схемі у випадку чисто активного навантаження; при чому лінійний дросель L

та конденсатор C повинні мати однаковий за величиною реактивний опір. Ця схема придатна при будь-якому $\cos\varphi$ навантаження. Значення L і C визначаються за формулами:

$$L = \frac{1.5 \cdot U^2}{\omega \cdot P \cdot \sin(60^\circ - \varphi)} \text{ (Гн);}$$

$$C = \frac{P \cdot \sin(60^\circ + \varphi)}{1.5 \cdot \omega \cdot U^2} \text{ (Ф),}$$

де P - повна потужність трифазного навантаження;

U - лінійна напруга;

φ - фазовий зсув між напругою і струмом навантаження.

Навантаження може бути з'єднане як в трикутник, так і в зірку.

Якщо потрібно змінити вихідну напругу, в схему вводять трансформатор. Оскільки перетворювач складається з двох реактивних опорів, теоретичний ККД схеми близький до 100%. Тому її можна застосовувати при великих потужностях (до багатьох сотень кіловольтампер і більше).

Симетрія і величина вихідної напруги перетворювача залежать від величини і $\cos\varphi$ навантаження та від напруги і частоти живлення, що впливає з наведених формул. Тому, якщо навантаження або параметри живлення змінюються, необхідно перебудовувати перетворювач, змінюючи L і C . Для цього зручніше всього застосовувати як L керований дросель з підмагнічуванням. Щоб мати можливість змінювати величину ємності C , послідовно до конденсатора під'єднують ще один невеликий керований дросель, який компенсує частину ємнісного опору C . Сумарним ємнісним реактивним опором

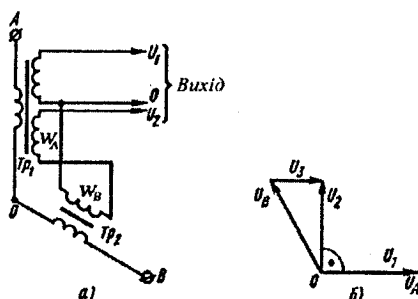


Рис. 3.5.9. Перетворювач числа фаз

гілки, яка складається з конденсатора C і додаткового дроселя, можна таким

чином керувати, змінюючи величину індуктивності цього дроселя. Наявність в схемі елементів, якими керують, дозволяє здійснювати автоматичне регулювання вихідних напруг та їх симетрії.

Для множення і ділення числа фаз трифазної системи застосовують трансформаторні схеми, які складаються з одного або декількох трансформаторів, що мають різне число витків. Комбінуючи включення вторинних обмоток, можна отримати систему напруг з будь-яким числом фаз.

Отримані аналогічним способом шести-, дев'яти- та дванадцятифазні напруги застосовують для живлення випрямлячів та феромагнітних помножувачів частоти.

В автоматичці часто використовують двофазні двигуни. Приклад отримання двофазної системи напруг з трифазної наведений на рис.3.5.9,*a*. Трансформатор Tr_1 , що живиться від фази A , має дві вторинні обмотки. Одна з них з'єднана послідовно із вторинною обмоткою w_A трансформатора Tr_2 фази B . Сума напруг на w_A і w_B дає напругу, вектор якої перпендикулярний вектору напруги фази A (рис.3.5.9,*б*).

Окремими випадками подільників числа фаз, що отримали широке розповсюдження, є перетворювачі трифазної системи в однофазну. Їх застосовують для під'єднання потужного однофазного навантаження до трифазної мережі в тих випадках, коли пряме під'єднання навантаження призвело б до недопустимої асиметрії у трифазній системі. Прикладом схеми такого симетрувального пристрою може бути схема перетворювача числа фаз, приведена на рис. 3.5.8,*a*, якщо в ній поміняти вихід з входом.

3.6. Електромагнітні формувачі і розподільники імпульсів

Некеровані формувачі і розподільники імпульсів

Для управління і живлення різноманітних пристроїв автоматики, радіотехніки і обчислювальної техніки часто необхідні спеціальні джерела імпульсів. Широко розповсюджені для цієї мети магнітні параметричні пристрої, які складаються з некерованих нелінійних магнітних елементів і лінійних елементів, а також магнітні керовані дроселі.

Найпростіший пристрій для отримання знакозмінних імпульсів напруги невеликої потужності можна виконати на базі схеми, яка складається з дроселя насичення з

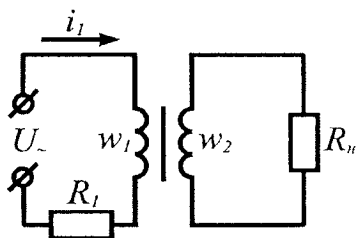


Рис.3.6.1. Схема генератора знакозмінних імпульсів

осердям з ІПГ та опору навантаження $R_{н}$, який увімкнений паралельно обмотці w_2 (рис. 3.6.1). Якщо перемагнічування осердя в цій схемі здійснити синусоїдальним струмом достатньо великої амплітуди, тоді вторинна напруга трансформатора буде змінюватись прямо пропорційно диференційній проникності осердя.

Дійсно,

$$e_2 = w_2 S \frac{dB}{dt} = w_2 S \frac{dB}{dH} \frac{dH}{dt} = w_2 S \mu_d \mu_0 \frac{dH}{dt}.$$

Для малих значень фази

$$H = H_m \sin \omega t = \frac{w_1 I_m \omega t}{l}.$$

Тоді

$$e_2 = \frac{w_1 w_2 S I_m \omega \mu_0}{l} \mu_d.$$

На рис. 3.6.2, а, б показано використання цього принципу для побудови багатоканального джерела або розподільника імпульсів. Всього є n каналів,

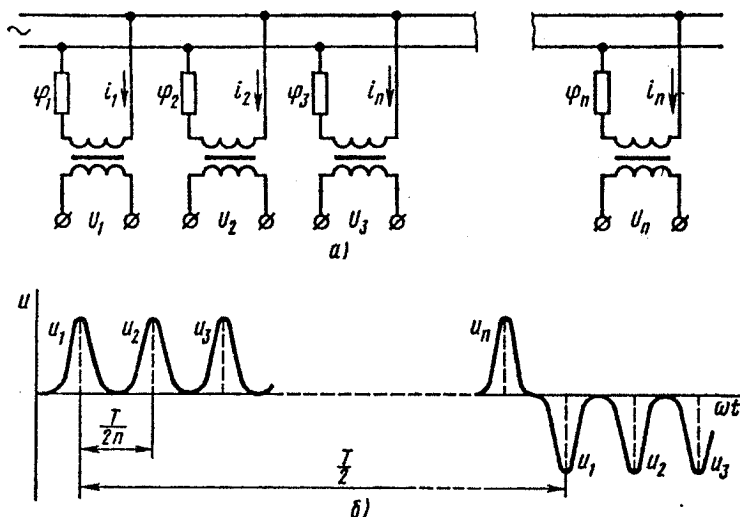


Рис.3.6.2. Схема генератора послідовності імпульсів (а) і його характеристики (б)

які під'єднуються до вторинних обмоток відповідних трансформаторів. Пер-

винні обмотки через фазозсувні контури $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ підключені до загального джерела живлення, фазозсувні кола забезпечують зсув фаз між струмами в первинних обмотках сусідніх трансформаторів на кут π/n .

Пристрій, побудований за схемою рис. 3.6.2,а, також використовується для отримання визначеної послідовності імпульсів в часі (двійкового коду) шляхом визначеного з'єднання вторинних обмоток відповідних трансформаторів. Наприклад, код 1010011 виділяється на виході при послідовному сполученні вторинних обмоток першого, третього, шостого і сьомого трансформаторів.

Кожен трансформатор може мати кілька вторинних обмоток, які дозволяють одночасно мати різні коди. Для отримання однополярних імпульсів на виході схеми вмикають напівпровідникові випрямлячі.

На рис.3.6.3,а показано застосування двох осердь з ППГ для формування практично прямокутних імпульсів напруги при наявності джерела синусоїдальної напруги. В цій схемі осердя дроселя і трансформатора виконують з

одного матеріалу. Якщо виконується умова $\frac{w_D}{l_D} > \frac{w_{T1}}{l_T}$ (індекс "д" означає

дроселя; "т" – трансформатора), то при ненасиченому осерді дроселя струм в його обмотці обмежений такою величиною, яка недостатня для перемагнічування осердя трансформатора, і вся напруга живлення ($u = u_D$) прикладена до обмотки w_D . Після насичення дроселя при $\omega t = \alpha_1$ вся напруга живлення ($u = u_T$) стає прикладеною до первинної обмотки трансформатора w_T . В інтервалі від $\omega t = \alpha_1$ до $\omega t = \alpha_2$ (рис.3.6.3,б) осердя трансформатора перемагнічується від $-B_S$ до B_S , і в його вихідній обмотці індукуються імпульси напруги

$u_2 = u_T \frac{w_{T2}}{w_{T1}}$. В інтервалі $\alpha_2 \leq \omega t \leq \pi$ обидва осердя насичені і вся напруга ме-

режі падає на активний опір первинного кола ($u = u_R$). Починаючи з $\omega t = \pi$ процес повторюється в тій же послідовності, але для другої полярності.

Припустимо, що потрібна тривалість імпульсів вихідної напруги в радіанах $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$; при цьому $\alpha_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta\alpha}{2}$ і $\alpha_2 = \frac{\pi}{2} + \frac{\Delta\alpha}{2}$. Теоретично на основі роботи дроселя насичення відомо, що кут насичення:

$$\omega t = \alpha_1 = \arccos \left(1 - \frac{2\omega w_D S B_S}{U_m} \right).$$

Наведене рівняння і визначає вибір параметрів дроселя для отримання необхідного значення α_1 .

Приріст індукції в трансформаторі:

$$\Delta B = \frac{1}{Sw_{T1}} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} U_m \sin \omega t dt = \frac{1}{Sw_{T1}} \cdot \frac{U_m}{\omega} \cos \omega t \Big|_{\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \alpha}{2}}^{\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \alpha}{2}} =$$

$$= \frac{U_m}{Sw_{T1} \omega} 2 \sin \frac{\Delta \alpha}{2},$$

де $\Delta B = 2B_S$.

Тоді потрібне значення $w_{T1}S$ визначається з формули

$$w_{T1}S = \frac{U_m \sin \frac{\Delta \alpha}{2}}{\omega B_S}.$$

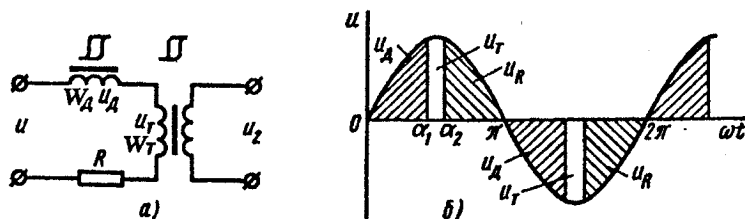


Рис. 3.6.3. Схема генератора прямокутних імпульсів (а) і його характеристики (б)

Якщо необхідно отримати відносно потужні імпульси, то застосування найпростішої трансформаторної схеми (рис. 3.6.3, а) не має сенсу через великі втрати потужності в резисторі. В таких випадках звичайно використовують спеціальні пристрої, які називаються пік-трансформаторами. Схема пік-трансформатора приведена на рис. 3.6.4, а. Його первинна обмотка w_1 , під'єднана до мережі змінного струму і розміщена на стержні I з достатньо великим поперечним перерізом, завдяки чому він не насичується. Вторинна обмотка w_2 розміщена на стержні II з невеликим поперечним перерізом, для якого часто використовується магнітний матеріал з високою магнітною проникністю і невеликою величиною індукції насичення. При цьому легко забезпечити виконання умови $\Phi_{1m} \gg \Phi_{2S}$, де Φ_{2S} – потік насичення другого стержня.

Припустимо, що потік Φ_1 збільшується від нуля. Спочатку цей потік буде майже повністю замикатися через стержень II, внаслідок його невеликого магнітного опору. Магнітний опір стержня III значно більший через наявність у ньому повітряного зазору. Однак при $\Phi_1 \approx \Phi_{2S}$ стержень II виявляється насиченим і при дальшому збільшенні Φ_1 частина цього потоку все збіль-

шується і розгалужується в стержень III. Завдяки наявності стержня III індуктивність обмотки w_1 зберігає достатньо велику величину і після насичення стержня II, яка обмежує величину струму, що намагнічує і видаляє відмічений раніше недолік найпростішої трансформаторної схеми. Магнітний потік в стержні II починає змінюватись лише після того, як потік Φ_1 стержня I в процесі свого зменшення досягає значення Φ_{2S} . При цьому Φ_2 продовжує змінюватись до тих пір, поки, проходячи через нуль, не досягне значення $-\Phi_{2S}$. В обмотці w_2 індукується ЕРС, яка зрівноважується напругою u_2 лише при зміні магнітного потоку в стержні II, що при $\Phi_{1m} \gg \Phi_{2S}$ має місце біля переходів потоку Φ_1 стержня I через нуль, коли прикладена до обмотки w_1 напруга u_1 має по абсолютній величині максимальне значення (див. рис.3.6.4, б). Шляхом відповідного вибору числа витків обмотки w_2 можна отримати амплітудне значення u_2 , яке набагато більше амплітуди напруги живлення.

Для економічного формування потужних імпульсів більшої скважності широко використовують, особливо в радіолокаційній техніці, багатоступеневі ферорезонансні формувачі (магнітні кола стиску).

Для отримання більш коротких імпульсів використовують каскадне з'єднання розглянутих схем. При цьому кожен наступний каскад "вирізає" більш короткий імпульс з того імпульсу, який подають на його вхід від попереднього каскаду. На рис. 3.6.5 приведена трикаскадна схема на формувача імпульсів.

Нехай напруга живлення змінюється за синусоїдальним законом $u = U_m \sin \omega t$, заряди на конденсаторах при $t = 0$ відсутні і початковий магнітний стан осердь характеризується значенням індукції $-B_S$. Контур, створований лінійним дроселем L_L і конденсатором C_1 , звичайно настроюється в резонанс з частотою напруги живлення і служить для періодичної зарядки конденсатора. Якщо знехтувати втратами в контурі L_L, C_1 , то можна показати, що напруга на конденсаторі буде

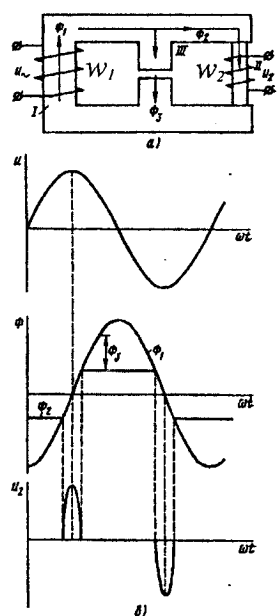


Рис. 3.6.4. Схема пік-трансформатора (а) і його характеристики (б)

$$u_{C1} = \frac{U_m}{2} (\sin \alpha t - \alpha t \cos \alpha t).$$

Одночасно зі збільшенням u_{C1} росте індукція B_1 першого нелінійного дроселя i , поки він зостається ненасиченим, можна знехтувати струмом, який відгалужується через його обмотку. Якщо вибрати $\omega w_1 S_1 B_m = U_m$, тоді індукція дроселя буде дорівнювати B_S до моменту $\omega t = \pi$, коли напруга на конденсаторі досягне свого першого максимуму

$$U_{C1} = \frac{\pi}{2} U_m.$$

Після насичення осердя першого дроселя має місце коливальна розрядка конденсатора C_1 . При цьому, якщо знехтувати активним опором обмотки дроселя, то, приймаючи за початок відліку часу момент насичення дроселя, отримаємо

$$u_{C2} = -\frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{\pi}{2} U_m (1 - \cos \omega_1 t).$$

і зарядний струм

$$i_1 = -\frac{\pi U_m}{2 L_{S1}} \sin \omega_1 t,$$

де L_{S1} – індуктивність насиченого дроселя;

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_{S1} C_1 C_2}}.$$

Напруга на конденсаторі C_2 досягає максимального значення

$$U_{C2} = -\frac{2C_1}{C_1 + C_2} U_{C1} = -\frac{2C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{\pi}{2} U_m$$

при $\omega_1 t = \pi$, коли $i_1 = 0$. При продовженні коливальної розрядки струм i_1 змінює свій напрям, що виводить осердя дроселя L_1 зі стану насичення і при-

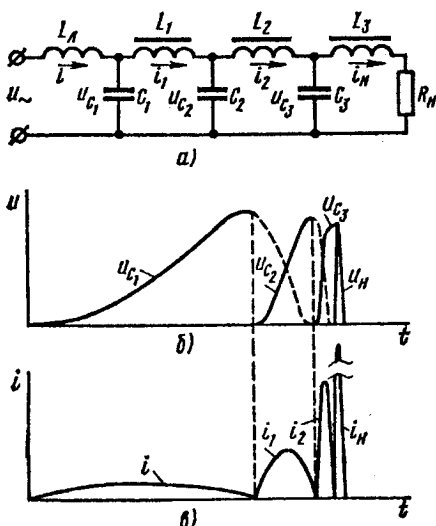


Рис. 3.6.5. Каскадна схема генератора імпульсів (а) і його характеристики (б)

пиняє коливальний процес. Тому зарядка конденсатора C_1 практично повністю передається конденсатору C_2 і, якщо $C_2 = C_1$, то $U_{C2} \approx U_{C1}$. Одночасно з наростанням U_{C2} осердя наступного нелінійного дроселя L_2 перемагнічується від $-B_S$ до B_S . Якщо підібрати його параметри так, щоб він перемагнічувався за час $T = \pi / \omega_1$, то відразу ж після досягнення напругою u_{C2} максимального значення відбудеться коливальна розрядка конденсатора C_2 і зарядка конденсатора C_3 з частотою $\omega_2 = \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_{32} C_2 C_3}}$. Після насичення останнього нелінійного дроселя конденсатор C_3 розряджається на навантаження.

Звичайно конденсатори мають однакову ємність, а параметри нелінійних дроселів (L_{S1} , L_{S2} і L_{S3}) вибирають так, щоб кожен наступний конденсатор розряджався швидше попереднього. Тоді тривалість кожного наступного імпульсу струму буде коротшою ніж попереднього, а його амплітуда більше.

На рис. 3.6.5,б показано напругу на окремих конденсаторах з урахуванням наявності втрат в реальних схемах, а на рис. 3.6.5,в – імпульси струму на різних ділянках кола, яке розглядається. Криві наведені без додержання масштабів, оскільки тривалість імпульсу струму в навантаженні i_H може бути в сотні і навіть в тисячі разів менша півперіоду напруги живлення, а його амплітуда – в стільки ж разів більша амплітуди струму, який надходить від мережі змінного струму. Для від'ємного півперіоду напруги живлення осердя перемагнічуються від B_S до $-B_S$, а імпульси струму мають зворотну полярність.

Схеми, схожі на схеми, приведені на рис. 3.6.5,а, дозволяють отримувати імпульси тривалістю 1-2 мкс з миттєвою (амплітудною) потужністю 500-1000кВт (і більше) при живленні від джерела живлення 100-200 Вт і ККД 60-70%.

Керовані формувачі імпульсів

При теоретичному розгляданні роботи керованого дроселя насичення в режимі вимушеного намагнічування відмічалась можливість використання останнього як перетворювача синусоїдальної напруги в прямокутні імпульси струму. Однак можливості керованого дроселя в даному режимі цим не вичерпуються і можуть бути розширені, якщо відповідні обмотки двох осердь виконати з різною кількістю витків (рис. 3.6.6, а). При ідеальній прямокутній петлі гістерезису і відсутності одночасного насичення обох осердь справедливі такі відношення:

$$i_y w_{y1} = i w_{11}; \quad i_y w_{y2} = -i w_{12}.$$

Враховуючи, що в режимі вимушеного намагнічування $i_y = I_y = \text{const}$,

амплітудні значення додатного і від'ємного прямокутних імпульсів струму рівні відповідно (рис. 3.6.6, б):

$$I_+ = \frac{w_{y1}}{w_{11}} I_y, \quad I_- = \frac{w_{y2}}{w_{12}} I_y.$$

Середнє значення струму за період рівне нулю:

$$\int_0^T idt = \tau_+ I_+ - \tau_- I_- = 0,$$

де τ_+ , τ_- – тривалості додатних і від'ємних імпульсів.

Тоді

$$\frac{\tau_+}{\tau_-} = \frac{I_-}{I_+} = \frac{w_{y2} w_{11}}{w_{y1} w_{12}}.$$

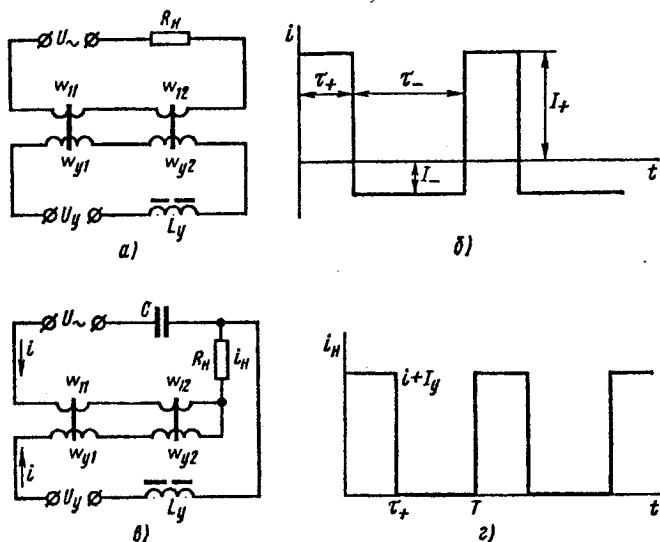


Рис. 3.6.6. Схема керованих формувачів імпульсів (а, в) та їх характеристики (б, г)

Якщо вибрати $w_{12} = w_{y2}$, то $I_- = I_y$. Складаючи на виході керованого дроселя, змінний струм i і постійний струм I_y , отримуємо формувач однополярних імпульсів (рис. 3.6.6, в, г), запропонований Н.В.Корольковим для живлення магнітних елементів цифрової техніки. Конденсатор C перешкоджає проходженню постійного струму через джерело змінного струму. Скважність імпульсів в цій схемі

$$Q = \frac{T}{\tau_+} = \frac{\tau_+ + \tau_-}{\tau_+} = 1 + \frac{w_{y1}}{w_{11}}$$

є постійною величиною, що не залежить від струму I_y , який визначає лише амплітуду імпульсів

$$I_{max} = I_- \left(1 + \frac{w_{y1}}{w_{11}} \right)$$

Звичайний керований дросель, що працює в режимі вимушеного намагнічування, можна використовувати також для отримання імпульсів напруги трикутної форми. Схема формувача імпульсів напруги трикутної форми показана на рис. 3.6.7, а. Замість опору навантаження в цій схемі під'єднано конденсатор. При сигналах I_y , які не забезпечують виникнення стану одночасного насичення обох осердь, конденсатор буде заряджатись і перезаряджатись струмом постійної амплітуди (рис. 3.6.7, б). Зміну напруги на конденсаторі на протязі одного півперіоду змінного струму визначають за формулою

$$u_c = \frac{1}{C} \int i dt = U_{C_0} + (-1)^{n-1} \frac{I_y w_y}{C w_1} t,$$

де n – номер півперіоду; U_{C_0} – напруга на конденсаторі на початку півперіоду (в момент зміни напрямку струму i).

На базі розглянутого формувача імпульсів напруги трикутної форми можна побудувати схему широтно-імпульсного модулятора (рис. 3.6.8, а). Напруга на конденсаторі U_C випрямляється і подається у вигляді імпульсів напруги трикутної форми подвійної частоти U_R в коло колектор – база транзистора. Ця напруга намагається закрити транзистор. Напруга U_X направлена назустріч U_R і протягом τ_p , коли $U_X > U_R$, відкриває транзистор (рис. 3.6.8, б). Для напруги U_R в інтервалі $0 < \omega t \leq \pi/2$ маємо

$$U_R = \kappa I_y t.$$

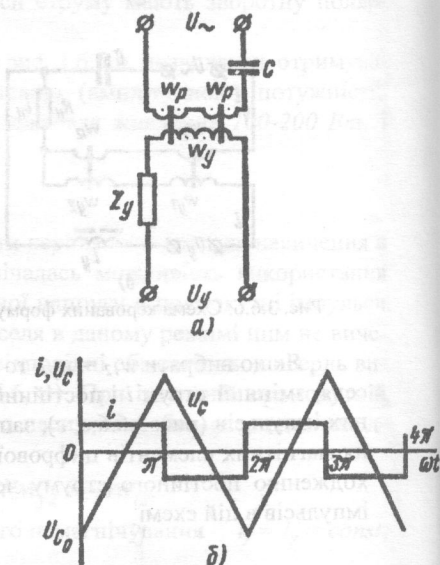


Рис.3.6.7. Схема формувача імпульсів трикутної форми (а) і його характеристики (б)

Тоді при $U_R < U_X$ тривалість імпульсу напруги, що надходить на навантаження,

$$\tau_p = \frac{2U_x}{\kappa I_y} \leq \frac{T}{2}.$$

Інакше, керувати довжиною імпульсу на навантаженні можна змінюючи як сигнал I_y , так і напругу U_X . Для середнього значення напруги навантаження маємо

$$U_H = \frac{\tau_p}{T/2} U_K = \frac{4U_X U_K}{\kappa I_y T} \leq U_K.$$

За допомогою пристрою, який розглядається, можна отримати добуток двох величин (U_X і U_K) або відношення двох величин (U_X і I_y).

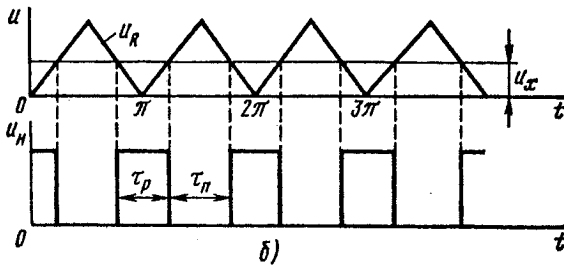
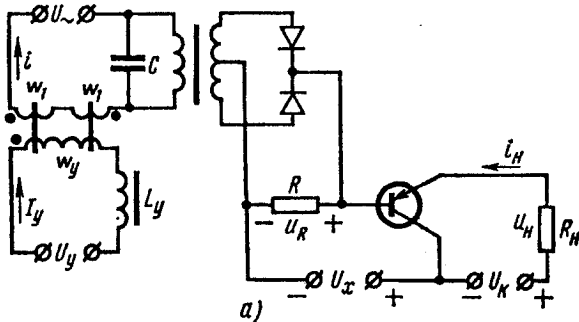


Рис. 3.6.8. Схема широтноімпульсного модулятора (а) та його характеристики (б)

Магніто-транзисторний генератор

Широке розповсюдження знайшла схема магнітотранзисторного генератора з позитивним зворотним зв'язком та живленням від джерела постійної напруги.

Якщо на одному осерді об'єднати дві магніто-транзисторні комірки так,

щоб струми в колекторних обмотках w_1 двох транзисторів створювали магнітне поле протилежних напрямків, то отримаємо магніто-транзисторний генератор змінної напруги прямокутної форми (рис. 3.6.9).

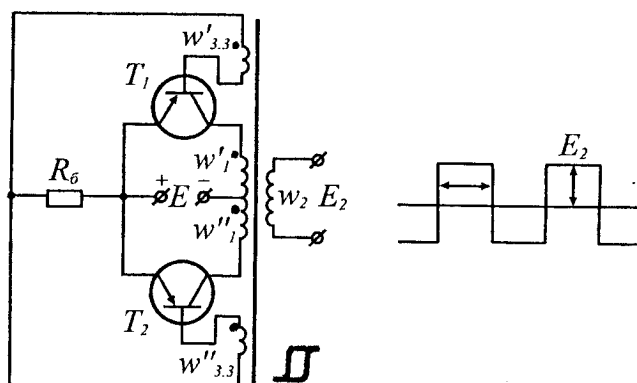


Рис. 3.6.9. Магніто-транзисторний генератор напруги прямокутної форми

Припустимо, що відкритий транзистор T_1 і закритий транзистор T_2 . Тоді напруга живлення E_k прикладена до обмотки w'_1 і змушує магнітну індукцію осердя рости доти, поки вона не досягне значення B_S . Протягом цього процесу ЕРС, що індуктуються в обмотках зворотного зв'язку $w'_{3.3}$ і $w''_{3.3}$, мають таку полярність, що тримають транзистор T_1 відкритим, а T_2 – закритим. Після насичення осердя і зменшення ЕРС зворотного зв'язку до нуля обидва транзистори приходять в однаковий стан і індукція осердя зменшується від B_S до B_r . Змінюється полярність ЕРС, що індуктуються в обмотках зворотного зв'язку. Тепер транзистор T_1 виявляється замкненим, а T_2 – відкритим, і напруга живлення E_k прикладена до обмотки w''_1 , змушує індукцію змінюватися до $-B_S$, після чого знову відбувається "перекидання" схеми.

Амплітудне значення E_2 і тривалість τ кожного позитивного і негативного імпульсу вихідної напруги визначаються відомими формулами. Тому частота генерованих коливань (при $w'_1 = w''_1 = w_1$):

$$f = \frac{1}{2\tau} = \frac{E_k}{4w_1SB_S} = \frac{E_2}{4w_2SB_S}$$

Генератори, виконані за схемою рис. 3.6.9, знаходять багаточисленні застосування, особливо в зв'язку з їх високим ККД. Вони широко використовуються для живлення різноманітних пристроїв автоматики та

обчислювальної техніки, у тому числі і магнітних елементів, змінною напругою. Якщо випрямити вихідну напругу генератора, отримуємо простий перетворювач постійної напруги однієї величини (E_k) у постійну напругу ($U_2 \approx E_2$) іншої величини. Наприклад, маючи лише батарею на 1,5 В або акумулятор на 6 В, можна дуже економічно одержати будь-яку іншу напругу постійного струму $U_2 \approx E_k w_2 / w_1$. При цьому прямокутна форма випрямляча напруги забезпечує невеликі пульсації вихідної напруги.

Пропорційність частоти f генерованих у схемі рис. 3.6.9 коливань величині напруги живлення E_k широко використовується в системах телевізювання і телемеханіки для перетворення сигналів змінної величини в сигнали змінної частоти. При проходженні сигналів через лінії зв'язку великої довжини величина (амплітуда) сигналів може істотно змінюватися, частота ж залишається незмінною.

Якщо вихідну напругу генератора за схемою рис. 3.6.9 подати через ключ, що замикається протягом фіксованого інтервалу часу T , на вхід двійкового лічильника, то одержимо перетворювач аналогових величин (напруги E_k) у цифрові. Для числа імпульсів, що надходять на вхід двійкового лічильника маємо

$$N = f \cdot T = \frac{T}{4w_1 S B_s} \cdot E_k.$$

На кінець відзначимо, що існує ряд способів керування частотою магніто-транзисторних генераторів без зміни амплітуди вихідної напруги ($E_k = \text{const}$, $E_2 = \text{const}$). Можна також у широких межах змінювати тривалість вихідних імпульсів при незмінній частоті.

Контрольні запитання та завдання

1. Дайте визначення параметричних феромагнітних пристроїв.
2. Намалуйте послідовну і паралельну схеми з'єднання нелінійного і лінійного елементів і побудуйте вольт-амперні характеристики.
3. Намалуйте схему давача напруги і опишіть її роботу.
4. Побудуйте залежність $U_{др} = f(U_{сер})$ давача.
5. Перерахуйте чинники, що впливають на стабільність давача.
6. Опишіть принцип параметричної стабілізації струму і напруги.
7. Намалуйте вольт-амперні характеристики для послідовного і паралельного ферорезонансного контурів. Виділіть зони нелінійності типу "а" і "б".
8. Намалуйте схему і опишіть роботу стабілізатора, виконаного на паралельному ферорезонансному контурі.
9. Опишіть методи поліпшення форми кривої і зменшення впливу частоти для ферорезонансних стабілізаторів.
10. Опишіть методи одержання необхідної функціональної залежності $I = f(U)$ функціональних перетворювачів.
11. Намалуйте схеми і поясніть дію помножувача напруги.
12. При яких умовах схема помножувача напруги працює як давач потужності.
13. Намалуйте схеми і поясніть роботу найпростішого генератора знакозмінних імпульсів.
14. Опишіть принцип побудови генератора прямокутних імпульсів.
15. Поясніть роботу генераторів імпульсів, виконаних на базі ферорезонансних кіл.
16. Розкажіть про принципи створення помножувача частоти на параметричних елементах.
17. Намалуйте схеми й опишіть резонансний і компенсаційний методи виділення вищих гармонік.
18. Опишіть метод побудови потроювача, що живиться від трьохфазної мережі.
19. Поясніть принцип роботи частотних дискримінаторів.
20. Намалуйте схеми і характеристики частотних дискримінаторів на параметричних магнітних елементах.

Післямова

Принципово новим напрямком розвитку електромагнітних елементів є застосування спеціальних магнітних доменних структур. Найбільш перспективним є використання таких структур (насамперед, циліндричних магнітних доменів) в пристроях збереження та переробки цифрової інформації.

Розгляду електромагнітних елементів дискретної дії, пристроїв цифрової техніки буде присвячена наступна книга навчального посібника “Електромагнітні елементи та пристрої систем управління і автоматики” – “Електромагнітні елементи цифрової техніки”.

ЛІТЕРАТУРА

1. *Атабеков Г.И., Купалян С.Д., Тимофеев А.Б., Хухриков С.С.* Электротехнические основы электротехники. Ч.2 и 3. Нелинейные электрические цепи. Электромагнитное поле. – М.: Энергия, 1979.
2. *Бабиков М.А., Косинский А.В.* Элементы и устройства автоматики. – М.: Высшая школа, 1975. – 464 с.
3. *Балашов Е.П. и др.* Идентификация магнитных элементов автоматики и вычислительной техники. – Л.: Энергия, 1980. – 128 с.
4. *Балашов Е.П.* Проектирование магнитных элементов и устройств электронных вычислительных машин. – М.: Высш. шк., 1966. – 344 с.
5. *Балашов Е.П., Атанасов Д.Х.* Накопители информации с подвижным магнитным носителем. – Л.: Энергоатомиздат, 1982. – 206 с.
6. *Баранов В.Я., Безновская Т.Х. и др.* Промышленные приборы и средства автоматизации. Л.: Машиностроение, 1987. – 847 с.
7. *Барьяхтар В.Г., Иванов Б.А.* В мире магнитных доменов. – К.: Наукова думка, 1986. – 159 с.
8. *Богородицкий Н.П., Пасынков В.В., Тареев Б.М.* Электрические материалы. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 304 с.
9. *Боярченков М.А. и др.* Магнитные доменные логические и запоминающие устройства. – М.: Энергия, 1974. – 175 с.
10. *Боярченков М.А., Черкашина А.Г.* Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. – М.: Высшая школа, 1976. – 383 с.
11. *Васюра А.С.* Елементи та пристрої систем управління і автоматики / Навч. посібник. – Вінниця: ВДГУ, 1999. – 157 с.
12. *Васюра А.С., Кривогузченко С.Г., Кулик А.Я., Компанець М.М.* Елементи локальних систем автоматики / Навчальний посібник. – Вінниця: ІЗМН – ВДГУ, 1998. – 103 с.
13. *Васюра А.С., Селезньова Р.В.* Парадигми комп'ютерних новацій. – Вінниця: Універсум – Вінниця, 1998. – 135 с.
14. *Вашкевич Н.П., Сергеев И.П., Чижухин Г.Н.* Электромагнитная техника. – М.: Высш. шк., 1975. – 248 с.
15. *Виглеб Г.* Датчики: Пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 196 с.
16. *Витенберг М.И.* Расчет электромагнитных реле. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 704 с.
17. *Вонсовский С.В.* Магнетизм. – М.: Наука, 1984. – 207 с.
18. *Гинзбург Л.Б., Федотов А.И.* Проектирование электромагнитных и магнитных механизмов: Справочник. – Л.: Машиностроение, 1980. – 364 с.
19. *Глебов В.А.* Магнитно-транзисторные преобразователи напряжения для питания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Радио и связь, 1981.
20. *Глузман П.Л., Миловзоров В.П., Юдин В.В.* Устройства на основе управляемых магнитных элементов. – М.: Радио и связь, 1986. – 159 с.

21. Головки Д.Б., Рого К.Г., Скрипник Ю.О. Автоматика і автоматизація технологічних процесів. – К.: Либідь, 1997. – 232 с.
22. Дубровский И.М., Егоров Б.В., Рябошанка К.П. Справочник по физике. – Киев: Наукова думка, 1986. – 557 с.
23. Еремеев И.С., Подлипенский В.С. Магнитная техника автоматики и кибернетики. – К.: Наук. думка, 1970. – 408 с.
24. Ешазарян Г.А., Стафеев В.И. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение. – М.: Радио и связь, 1987. – 89 с.
25. Жеребцов И.П. Электрические и магнитные цепи. – М.: Высш. шк., 1987.
26. Задерей Г.П. Многофункциональные магнитные радиокомпоненты. – М.: Сов. радио, 1980. – 136 с.
27. Залманзон Л.А. Беседы об автоматике и кибернетике. М.: Наука, 1985. – 416 с.
28. Злобин В.А. и др. Изделия из ферритов и магнитодиэлектриков / Справочник. – М.: Сов. радио, 1972. – 240 с.
29. Измерение электрических и неэлектрических величин / Под ред. Н.Н. Евтихеева. – М.: Энергоатомиздат, 1990.
30. Казаков Л.А. Электромагнитные устройства РЭА: Справочник. – М.: Радио и связь, 1991. – 352 с.
31. Карпенков С.Х. Тонкопленочные магнитные преобразователи. – М.: Радио и связь, 1985. – 208 с.
32. Келим Ю.М. Электромеханические и магнитные элементы систем автоматики. – М.: Высшая школа, 1991. – 304 с.
33. Козлов Г.Д. Коммутация магнитного потока. – М.: Энергия, 1974. – 247 с.
34. Козлов Г.Д. Новые бесконтактные магнитные элементы. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 80 с.
35. Колосов В.Г. Импульсные магнитные элементы и устройства. Основы расчета и проектирования. – Л.: Энергия, 1976.
36. Коновалов Л.И., Петелин Д.П. Элементы и системы электроавтоматики. – М.: Высшая школа, 1985. – 216 с.
37. Котов Е.П., Руденко М.И. Носители магнитной записи. – М.: Радио и связь, 1990. – 384 с.
38. Кривошеин М.И. Датчики-преобразователи на тороидальных ферритовых сердечниках. – К.: Техніка, 1972. – 104 с.
39. Кротов А.А., Максимов М.К. Магнитные элементы в судовых системах автоматики. – Л.: Судостроение, 1970. – 312 с.
40. Лаврова А.Т. Элементы автоматических приборных устройств. – М.: Машиностроение, 1975. – 456 с.
41. Львов Е.Л. Магнитные усилители в технике автоматического регулирования. – М.: Энергия, 1972. – 552 с.
42. Мартынов Е.П. Бесконтактные переключающие устройства. – М.: Энергия, 1970. – 176 с.

43. *Масленников И.М., Содиева Ю.Н. и др.* Практикум по автоматике и системам управления производственными процессами. М.: Химия, 1986. – 336 с.
44. *Миловзоров В.П.* Электромагнитные устройства автоматики. – М.: Высш. шк., 1983. – 408 с.
45. *Миловзоров В.П.* Элементы информационных систем. – М.: Высш. шк., 1989. – 440 с.
46. *Миловзорова З.И.* Электромагнитная техника в задачах, упражнениях и расчетах. – М.: Высш. шк., 1975.
47. *Митюшкин К.Г.* Расчет и анализ магнитных гистерезисных элементов телемеханических устройств. – М.: Энергия, 1972. – 207 с.
48. *Михайлов В.С.* АСУ та САПР /Введення в спеціальність. – Вінниця: МНВП ІТІ, 1994. – 149 с.
49. *Мочалов В.Д.* Магнитная микроэлектроника. – М.: Сов. радио, 1977. – 366 с.
50. *Негневичкий И.Б.* Операционные магнитные усилители. – М.: Энергия, 1971. – 328 с.
51. *Никитенко А.Г.* Автоматизированное проектирование электрических аппаратов: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 1983.
52. *Пирогов А.И., Шамаев Ю.М.* Магнитные сердечники для устройств автоматики и вычислительной техники. – М.: Энергия, 1973. – 263 с.
53. *Подлипенский В.С.* Бесконтактные логические схемы автоматики (основы построения). – К.: Наук. думка, 1965. – 216 с.
54. *Подлипенский В.С. и др.* Электромагнитная техника: Лабораторные работы. – К.: Вища шк., Головное изд-во, 1974. – 223 с.
55. *Подлипенский В.С., Петренко В.Н.* Электромагнитные и электромашинные устройства автоматики. – К.: Высш. шк., 1987. – 592 с.
56. *Подлипенский В.С., Сабинин Ю.А., Юрчук Л.Ю.* Элементы и устройства автоматики. – Санкт-Петербург: Политехника, 1995. – 472 с.
57. *Преображенский А.А.* Магнитные материалы и элементы. М.: Высш. шк., 1986. – 335 с.
58. *Преображенский А.А., Шамрай Б.В.* Электромагнитные устройства информационно-измерительной техники – М.: Высш. шк., 1982. – 264 с.
59. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / А.Н. Горский и др. – М.: Радио и связь, 1988.
60. *Розенблат М.А.* Гальваномагнитные датчики – состояние и тенденция развития // Автоматика и телемеханика. – 1997. - №1. – с. 3-46.
61. *Розенблат М.А.* Магнитные датчики – состояние и тенденция развития // Автоматика и телемеханика. – 1995. - №6. – с. 3-55.
62. *Розенблат М.А.* Магнитные датчики электрических и неэлектрических величин. Современное состояние и тенденция развития // Измерение, контроль, автоматизация. – 1980. - №9. – с. 10-17.

63. *Розенблат М.А.* Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. – М.: Наука, 1974. – 768 с.
64. *Розенблат М.А.* Микротроника – новое направление развития датчиков и исполнительных устройств // Приборы и системы управления. – 1996. - №12. – с. 49-56.
65. *Ройзен В.З.* Электромагнитные малогабаритные реле. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 252 с.
66. *Ройзен С.С., Стефанович Т.Х.* Магнитные усилители в электроприводе и автоматике. – М.: Энергия, 1970. – 531 с.
67. *Русин Ю.С.* Расчет электромагнитных систем. – Л.: Энергия, 1968. – 132 с.
68. *Селезнев Ю.М., Бабилов М.А. и др.* Автоматический контроль магнитных параметров. – М.: Высш. шк., 1971. – 288 с.
69. *Сливинская А.Г.* Электромагниты и постоянные магниты. – М.: Энергия, 1972. – 248 с.
70. *Сотсков Б.С.* Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. – М.–Л.: Энергия, 1965. – 567 с.
71. Справочник по средствам автоматики / Под ред. В.Э. Низз и И.В. Антика. – М.: Энергоатомиздат, 1983.
72. *Ступель Ф.А.* Электромеханические датчики и преобразователи электрических величин. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 116 с.
73. *Танатар А.И.* Элементы промышленной автоматики и их динамические свойства. – Киев: Техника, 1975. – 232 с.
74. Теоретические основы электротехники. Т.2. Нелинейные цепи и основы теории электромагнитного поля / Под ред. П.А. Ионкина. – М.: Высш. шк., 1976.
75. Техническая кибернетика. Кн. 2. Усилительные устройства, корректирующие элементы и устройства. – М.: Машиностроение, 1975. – 687 с.
76. Технические средства автоматики / В.В. Кишнев, В.А. Иванов и др. – М.: Металлургия, 1981. – 240 с.
77. *Тищенко Н.М.* Проектирование магнитных и полупроводниковых элементов автоматики. – М.: Энергия, 1979. – 471 с.
78. *Харазов К.И.* Электромагнитные устройства авиационной электроавтоматики. – М.: Машиностроение, 1984. – 192 с.
79. *Харазов К.И.* Реле с магнитоуправляемыми контактами. – М.: Энергия, 1971. – 89 с.
80. *Харазов К.И., Трофимов В.И., Нецветаев Г.Ф.* Ферриды в устройствах автоматики. – М.: Энергоиздат, 1982. – 89 с.
81. *Хасаев О.И.* Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. – М.: Наука, 1966. – 176 с.
82. *Хрущев В.В.* Электрические микромашины автоматических устройств. – Л.: Энергия, 1976. – 384 с.

83. *Шопен Л.В.* Бесконтактные электрические аппараты автоматики. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
84. *Щетинин Т.А.* Электромагнитные муфты скольжения. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 272 с.
85. Элементы и устройства на цилиндрических магнитных доменах. Справочник / Под ред. Н.Н. Евтихиева, Б.Н. Наумова. – М.: Радио и связь, 1987. – 488 с.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Вінницький державний технічний університет

Навчальне видання
АНАТОЛІЙ СТЕПАНОВИЧ ВАСЮРА

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ І АВТОМАТИКИ

Ч.І. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЕЛЕМЕНТИ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ

Навчальний посібник

РЕДАКТОР С.А. МАЛІШЕВСЬКА

Формат 29.7x42 ¼
Гарнітура Times New Roman
Друк різнографічний
Зам. №
Тираж 60 прим.

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі ВДТУ
м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ, ГНК, 9-й поверх
Тел. (0432) 44-01-59