

Дискретні операційні підсилювачі

Чому вони кращі за інтегральні мікросхеми

Переклад та редагування: Олексій Панфьоров, інженер, «Філур Електрик, лтд»
E-mail: panfiorov@filur.net

Вибираючи підсилювач аудіо класу, дехто віддає перевагу пристроям з високим коефіцієнтом підсилення, оскільки добре відомо, що високий коефіцієнт підсилення робить підсилювач точнішим і має нижчий коефіцієнт загального звукового спотворення (THD, Total Harmonic Distortion). Інші засуджують використання пристроїв з високим коефіцієнтом підсилення, стверджуючи, що високий коефіцієнт підсилення має звукові ефекти, і жоден з них не є бажаним. Треті хочуть високої швидкодії у вигляді швидкості наростання сигналу (Slew Rate) та широкої смуги пропускання, слідує старій приказці «чим швидше, тим краще».

У цій статті розглядаються компроміси, відмінності та нерозривний зв'язок між деякими з цих характеристик. Будуть досліджені методи компенсації операційних підсилювачів та їх вплив на швидкість, коефіцієнт підсилення і пропускну здатність. Будуть виявлені недоліки й пастки. Буде досягнуто 9-го рівня. Нарешті, буде розкрита набагато краща альтернатива монолітному (IC) операційному підсилювачу.

ІСТОРІЯ ПИТАННЯ

Існує річ, яка пов'язує між собою коефіцієнт підсилення, швидкість наростання сигналу і смугу пропускання, і ця річ — компенсація операційного підсилювача. Всі операційні підсилювачі мають компенсацію, а ті, які її не мають, — це осцилятори (генератори). Для того, щоб повністю зрозуміти компенсацію, ми повинні надати деяку інформацію про неї.

Операційні підсилювачі завжди працюють з певним зовнішнім зворотним зв'язком, коли частина вихідного сигналу подається назад на вхід. Якщо ми почнемо розглядати схеми операційних підсилювачів, то побачимо, як це робиться за допомогою резистора зворотного зв'язку R_f .

На **рисунку 1** показана типова інвертувальна схема операційного підсилювача, коефіцієнт підсилення якого визначається співвідношенням R_f/R_i . Мета зворотного зв'язку — встановити коефіцієнт підсилення замкненого контуру і надати операційному підсилювачу можливість «спостерігати за власним виходом», щоб його вихід був дзеркальним відображен-

ням вхідного сигналу, помноженого на коефіцієнт підсилення замкненого контуру. Дію зворотного зв'язку часто описують як спосіб для операційного підсилювача «виправити себе», коли вихідний сигнал не є дзеркальним відображенням вхідного, проте це дещо спотворює дію зворотного зв'язку, оскільки помилково припускає, що вихід операційного підсилювача відхилився від того, де він повинен був бути. Насправді це не так, оскільки коефіцієнт підсилення операційного підсилювача в розімкнутому стані запобігає таким відхиленням. Кращий спосіб описати дію зворотного зв'язку полягає в тому, що він використовується для утримання на виході операційного підсилювача дзеркального відображення вхідного сигналу, помноженого на коефіцієнт підсилення замкненого контуру. Наскільки точно він його утримує, визначається коефіцієнтом підсилення у відкритому контурі.

При використанні зворотного зв'язку ми повинні бути обережними з фазовою затримкою (фазовим зсувом, або часовим запізненням), яку має операційний підсилювач. Він не може утримувати свій вихід на рівні копії входу, якщо між ними є часова затримка. На жаль, усі операційні підсилювачі мають певну фазову затримку через паразитні ємності, притаманні транзисторам, з яких виготовлено пристрій. Ці паразитні ємності накопичуються, викликаючи швидкий фазовий зсув на сотні градусів на частотах переходу внутрішніх транзисторів операційного підсилювача. Якщо фазова затримка є надто значною, підсилювач почне ге-

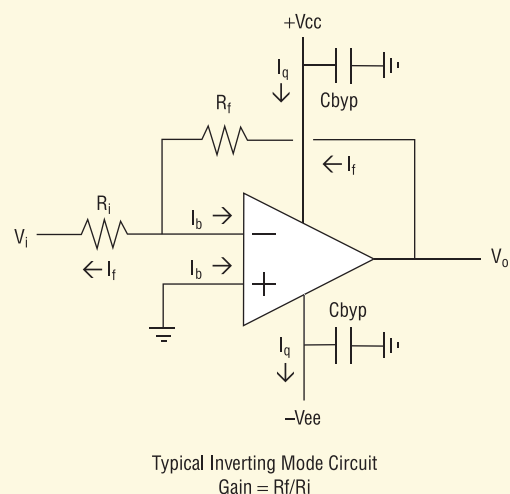


Рис. 1. Типова інвертувальна схема операційного підсилювача

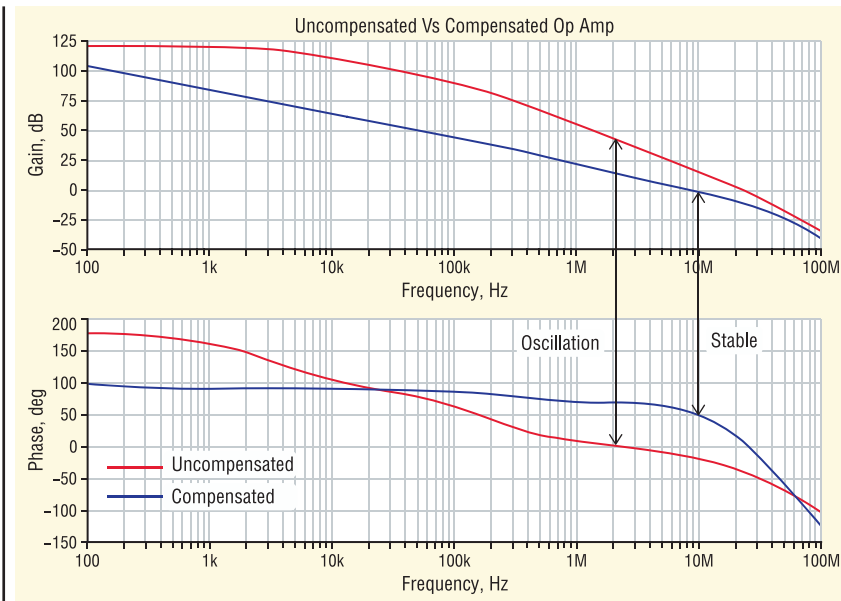


Рис. 2. Некомпенсований підсилювач і підсилювач з компенсацією

нерувати осциляції, оскільки затриманий сигнал зворотного зв'язку викликає «ганяння за власним хвостом».

Щоб запобігти цьому стану та підтримувати стабільність, операційний підсилювач не повинен мати більше ніж півперіод або 180° фазового зсуву в точці, де його коефіцієнт підсилення контури впав до 0 дБ. Ця умова називається критерієм стабільності Найквіста, і для її забезпечення використовується частотна компенсація. Компенсація працює завдяки використанню одного доміантного полюса в пристрої, який з'являється першим, і з'являється задовго до того, як фазові затримки, викликані внутрішніми паразитними ємностями, почнуть впливати на нього. Цей єдиний полюс буде систематично спалювати (або зменшувати) коефіцієнт підсилення, і штовхати його нижче нуля до того, як наступні полюси почнуть діяти, і стабільність буде збережена. Це те, що робить компенсація. Вона гарантує, що не буде фазового зсуву більше ніж на 180° , поки операційний підсилювач все ще має коефіцієнт підсилення у відкритому контурі. На рисунку 2 показано некомпенсований підсилювач і підсилювач з компенсацією.

Як бачимо, некомпенсований підсилювач (позначений червоним кольором) накопив понад 180° фазового зсуву (від 180° до 0°), хоча він все ще має близько 40 дБ коефіцієнта підсилення в розімкнутому колі. Коли коефіцієнт підсилення нарешті перетинає 0 дБ, фазовий зсув становить близько 230° . Ця точка на графіку позначена як «коливання», і підсилювач, що розглядається тут, безсумнівно, буде робити саме це.

Компенсований підсилювач, позначений синім кольором, має лише близько 130° фазового зсуву в точці, де коефіцієнт підсилення падає до нуля. Такий підсилювач буде стабільним, і можна сказати, що він має 50° фазового запасу (фазовий запас — це кількість фази, що залишилася від 180° , яка необхідна для стабільності, коли коефіцієнт підсилення перетинає 0 дБ). Компенсація — це те, що робить це можливим. Ви можете бачити, що компенсований графік синього кольору має дуже впорядкований нахил 6 дБ/октаву і фазовий зсув близько 90° у більшій частині частотного діапазону. Це характеристика однополюсника.

Вона створюється одним конденсатором, спеціально розміщеним усередині пристрою, щоб зменшити коефіцієнт підсилення до нуля до того, як полюси паразитних конденсаторів, що знаходяться всередині операційного підсилювача, вступають в дію. Це має той самий ефект, що й однополюсний фільтр нижніх частот, і в певному сенсі це саме те, чим він і є. Кожен операційний підсилювач, який коли-небудь був створений, використовує цю техніку для підтримки стабільності. Вони використовують однополюсну схему компенсації, і всі вони матимуть графік коефіцієнта підсилення петлі, який завжди падає на рівні 6 дБ/октаву.

РЕАЛІЗАЦІЯ

Оскільки інтегральні операційні підсилювачі використовують однополюсну компенсацію і, отже, мають спад коефіцієнта підсилення 6 дБ/октаву, можна побудувати графік максимального теоретичного коефіцієнта підсилення, який може існувати на будь-якій частоті, знаючи лише смугу пропускання. Ми просто проводимо лінію вгору від точки одиничної смуги пропускання з нахилом 6 дБ/октаву, і відразу ж бачимо, який коефіцієнт підсилення петлі можливий на будь-якій частоті. Приклад наведено на рисунку 3.

На ньому представлено три гіпотетичні підсилювачі з частотами одиничного посилення 1, 10 і 100 МГц. Цей графік показує максимальний теоретичний коефіцієнт підсилення, який

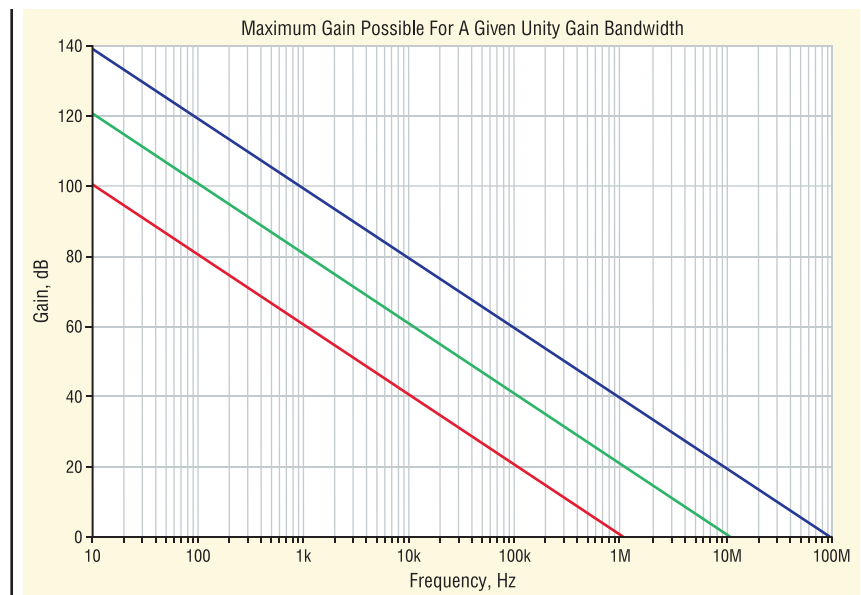


Рис. 3. Приклад залежності коефіцієнта підсилення від частоти

може мати будь-який з них на будь-якій частоті. Майте на увазі, що на цьому графіку показано МАКСИМАЛЬНО можливий коефіцієнт підсилення контуру. Реальний пристрій може мати нижче підсилення в області низьких частот (10–100 Гц), де зазвичай досягається максимальний коефіцієнт підсилення зі зворотним зв'язком.

Суть полягає в тому, щоб проілюструвати, як частота одиничного посилення встановлює обмеження на коефіцієнт підсилення, який можливий при однополюсній схемі компенсації. Наприклад, неможливо знайти однополюсний операційний підсилювач з частотою одиничного посилення 10 МГц з коефіцієнтом підсилення 80 дБ на частоті 10 кГц. Характер схеми компенсації обмежить такий підсилювач приблизно до 60 дБ підсилення на цій частоті. Майте також на увазі, що коли в специфікації підсилювача вказується коефіцієнт підсилення, то вказується МАКСИМУМ, який зазвичай досягається на частоті ~100 Гц або нижче, і він зазвичай вказується при постійному струмі. Той факт, що коефіцієнт підсилення падає на 6 дБ на октаву, вважається відомим читачеві, і часто не згадується автором специфікації пристрою. Річ у тім, що 10-мегагерцовий операційний підсилювач із зазначеним у специфікації коефіцієнтом підсилення 100 дБ все одно матиме лише 80 дБ при 1 кГц, 60 дБ при 10 кГц і так далі, незалежно від того, зазначено це в специфікації чи ні.

ЦЕ НЕ ТА ПРОПУСКНА ЗДАТНІСТЬ, ЯКУ ВИ ШУКАЄТЕ

Так чому б нам просто не вибрати пристрій з максимально можливою пропускну здатністю, знаючи, що ми одночасно максимізуємо коефіцієнт підсилення в аудіодіапазоні? Тому що пристрої з високою пропускну здатністю — вибагливі «штучки». Причинно-наслідковий аналіз показує, що нам не потрібен 100-мегагерцовий операційний підсилювач для посилення аудіосигналів в діапазоні 10 або навіть 100 кГц. І це правда, нам він не потрібен. Звичайно, приємно підняти коефіцієнт підсилення, який нерозривно пов'язаний зі смугою пропускання, але сама по собі висока смуга пропускання не потрібна, і насправді стає проблематичною, чим вище вона стає.

Якщо ви почитаєте специфікації високошвидкісних пристроїв, то почнете помічати всілякі додаткові речі

та особливі застереження, на які потрібно звертати увагу, щоб успішно використовувати їх у своїх схемах без осциляцій. Наприклад, вони зазвичай вимагають додаткових шунтувальних конденсаторів на виводах живлення. Деякі виробники рекомендують використовувати набір з танталу, кераміки з нульовим температурним коефіцієнтом ємності (ТКЕ) для високочастотної розв'язки. Жоден з цих високошвидкісних пристроїв не рекомендується використовувати в DIP-роз'ємах, оскільки індуктивності роз'єму достатньо, щоб порушити делікатний баланс, який необхідно підтримувати для забезпечення стабільності. Більшість з цих високошвидкісних пристроїв вказують максимальне значення резистора зворотного зв'язку, яке можна використовувати, і зазвичай воно не перевищує 1 кОм. Це пов'язано з тим, що резистор зворотного зв'язку утворює додатковий полюс (і додає додатковий фазовий зсув) з вхідною ємністю пристрою. Також слід враховувати паразитні ефекти розведення плати. Деяких десятків пФ паразитної ємності на вхідних виводах достатньо, щоб вивести з рівноваги 100-мегагерцовий операційний підсилювач. І якщо ви плануєте керувати ЧИМОСЬ, що навіть віддалено нагадує ємнісне навантаження, забудьте про це. Одним словом, пристрої з високою пропускну здатністю не дуже добре вписуються в аудіосхеми з DIP-роз'ємами.

ЩО ВІДБУВАЄТЬСЯ ПРИ СПРОБІ ВИКОРИСТАННЯ ТАКИХ ПРИСТРОЇВ?

У більшості випадків пристрій демонструє осциляції на частотах у МГц, хоча при цьому може відтворювати аудіосигнали. Проблема в тому, що такий сигнал супроводжуватиметься високо-частотними завадами («шумом»), через що звук буде поганим.

На осцилографі це виглядає так: ми бачимо аудіосигнал, поверх якого накладається високо-частотний «шум» осциляції. Щоб побачити, як цей стан виглядає на осцилографі, подивіться на рисунок 4.

На ньому ми бачимо аудіосигнал з купою високо-частотного «шуму» (осциляції), який накладається на нього. Ось чому пристрої з високим коефіцієнтом підсилення отримують мінімальну похвалу в деяких аудіо колах. Справа зовсім не в підсиленні, а в широкій смузі

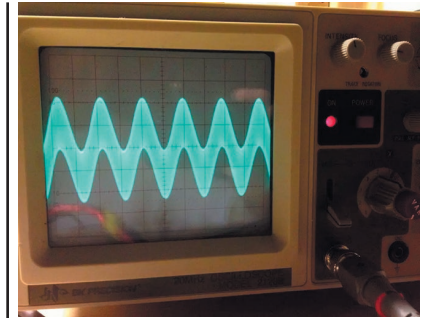


Рис. 4. Приклад модуляції основного сигналу високою частотою

пропускання і пов'язаному з нею температурному характері таких пристроїв. Ці пристрої часто коливаються в області МГц при використанні з DIP-роз'ємами, резисторами зворотного зв'язку в декілька кілоом, вивідними шунтувальними конденсаторами та друкованими платами без площин заземлення. Коливання від високої смуги пропускання — це те, що викликає жвавий звук. Це не має нічого спільного з коефіцієнтом підсилення. Якщо у вас немає осцилографа з достатньою смугою пропускання, ви можете навіть не помітити, що коливання взагалі відбуваються. Хоча коефіцієнт підсилення та смуга пропускання нерозривно пов'язані між собою, в такому випадку винна смуга пропускання, а не коефіцієнт підсилення.

ЦЕ ТАКОЖ НЕ ШВИДКІСТЬ НАРОСТАННЯ

Швидкість наростання (*Slew Rate*) є ще одним важливим параметром, що є досить популярним серед аудіофілів. Зазвичай швидкі операційні підсилювачі з високою швидкістю наростання пов'язують із широкосмуговими пристроями. Для визначення необхідної швидкості наростання існує формула, яка враховує максимальну частоту та пікову амплітуду сигналу:

$$\text{Необхідна швидкість наростання (у В/мкс)} = 2\pi F V_{pk} / 1\,000\,000.$$

Ділимо на 1 мільйон, щоб отримати відповідь у вольтх/мікросекундах. Якщо ми опустимо ділення на 1 мільйон, наш результат буде у вольтх на секунду. Швидкість наростання зазвичай вказується у вольтх на мікросекунду, тому ми розділимо на один мільйон, щоб отримати результат у цих одиницях.

Тож давайте трохи поррахуємо і подивимось, що у нас вийде. Більшість операційних підсилювачів у схемах лінійного рівня обробляють амплітуду

сигналу з піком у кілька вольт. Зазвичай ці операційні підсилювачі живляться від ± 15 В, тому вони не можуть обробляти сигнали, що перевищують 10 або 12 В, через обмеження шини живлення. Верхня межа звукових частот, як правило, становить близько 20 КГц, але давайте не будемо зловживати цим і назвемо її 160 КГц, що на 3 октави вище, ніж вважається чутним людським вухом. Отже, яка швидкість розгортки потрібна операційному підсилювачу для відтворення пікового сигналу 10 В на частоті 160 КГц? Виявляється, 10 В/мкс. Досить повільно, чи не так? Якщо бути більш розважливими та розрахувати необхідну швидкодію для відтворення 5 В пікового сигналу на частоті 50 КГц, то для цього нам знадобиться лише мізерна швидкодія 1.5 В/мкс.

З погляду математики, видається, що надмірна швидкодія, так само як і надмірна смуга пропускання, не потрібна для підсилення звукового сигналу. Причина, чому так багато аудіофілів обирають ці пристрої та вважають, що вони добре звучать, полягає у пов'язаному з ними коефіцієнті підсилення, оскільки було продемонстровано, що високі швидкості та смуги пропускання насправді нічого не дають. Що вони отримують, що їм подобається, так це вищий коефіцієнт підсилення в аудіодіапазоні.

ТОЖ, КУДИ МИ ЙДЕМО ДАЛІ?

Здається, ми застрягли, чи не так? Якщо вам потрібен високий коефіцієнт

підсилення, ви отримаєте його тільки з високою смугою пропускання і швидкістю обертання, і нам просто доведеться змиритися з примхливим характером таких пристроїв. Якщо ж вам потрібен низький коефіцієнт підсилення і висока швидкість, то ви потрапили в халепу подвійно. Чи можемо ми мати все це? Чи можемо ми отримати радикально високий коефіцієнт підсилення контуру з розумною смугою пропускання? Чи можемо ми компенсувати наш операційний підсилювач, щоб він мав крутіший спад, ніж 6 дБ/октаву?

ДВОПОЛЮСНА КОМПЕНСАЦІЯ

Якби ми могли компенсувати наш операційний підсилювач за допомогою двополюсника, а не однополюсника, ми могли б подвоїти нахил графіка коефіцієнта підсилення до 12 дБ/октаву. Несподівано, на будь-якій частоті теоретично можна було б отримати набагато більший коефіцієнт підсилення, що дуже приємно, адже саме цього ми й прагнемо. Отже, як би це виглядало?

На графіку коефіцієнта підсилення на рисунку 5 показано 6 гіпотетичних операційних підсилювачів зі смугами пропускання 1, 10 і 100 МГц, скомпенсованих за допомогою однополюсної та двополюсної схем кожен. Видно, що для заданої смуги пропускання пристрій має набагато більший коефіцієнт підсилення, ніж теоретично можливий при двополюсній компенсації, завдяки крутішому спаду коефіцієнта підсилен-

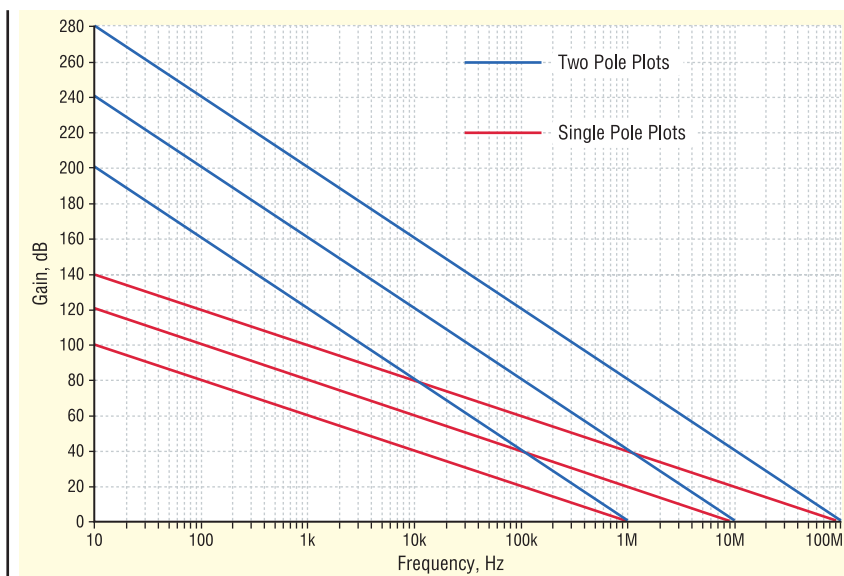


Рис. 5. Шість гіпотетичних операційних підсилювачів зі смугами пропускання 1, 10 і 100 МГц, скомпенсованих за допомогою однополюсної та двополюсної схем кожен

ДВІ НОВІ СЕРІЇ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ РЕАЛЬНОГО ЧАСУ

Компанія **Texas Instruments** представила дві нові серії мікроконтролерів реального часу, які допоможуть інженерам досягти більш інтелектуальної та безпечної обробки даних в автомобільній та промисловій галузі. Серія **TMS320F28P55x** мікроконтролерів TI **C2000™** є першою в галузі лінійкою мікроконтролерів реального часу з інтегрованим нейронним процесором (**Neural Processing Unit, NPU**), що дозволяє виявляти несправності з високою точністю та низькою затримкою. Серія **F29H85x** побудована на новому 64-бітному ядрі цифрового сигнального процесора **TI C29** і пропонує вдосконалену архітектуру з інтегрованими функціями захисту та безпеки.

Сьогодні перед інженерами стоїть завдання розробляти системи, які можуть приймати точні, інтелектуальні рішення в режимі реального часу для виконання таких функцій, як виявлення дугового замикання в сонячних системах і системах зберігання енергії, а також виявлення несправностей підшипників електродвигунів для прогнозованого технічного обслуговування. Як перші в галузі мікроконтролерів реального часу з інтегрованим нейронним процесором, нові мікроконтролери TI серії **C2000™ TMS320F28P55x** відповідають обом цим завданням, забезпечуючи стабільну продуктивність при обробці даних в реальному часі.

NPU в серії **TMS320F28P55x** розвантажує виконання нейромережевої моделі від центрального процесора, досягаючи в п'ять-десять разів меншої затримки порівняно з програмними реалізаціями, що дозволяє швидше і точніше приймати рішення. Крім того, модель, яка працює на інтегрованому **NPU**, навчається та адаптується до різних середовищ за допомогою тренувань, допомагаючи системам досягти більш ніж 99% точності виявлення несправностей, що дозволяє приймати більш обґрунтовані рішення на периферії. Повний інструментарій TI для ШІ, який містить моделі, оптимізовані та протестовані для конкретних застосувань, допомагає інженерам з будь-яким рівнем досвіду легко завершити процес розробки ШІ-моделі.

www.ti.com

ня. Несподівано, 1 МГц операційний підсилювач з двополуною компенсацією матиме такий самий коефіцієнт підсилення на частоті 10 КГц, як і 100 МГц пристрій з однополуною компенсацією. Нижче 10 кГц двополуник все ще має більший коефіцієнт підсилення, ніж його однополуник з компенсацією.

Тож чи можемо ми це зробити? Чи можемо ми отримати операційний підсилювач з 2-полуною компенсацією, з величезним коефіцієнтом підсилення і розумною смугою пропускання? Так, можемо, але ви не знайдете цього в монолітній мікросхемі.

Майже всі монолітні ІС використовують однополуною компенсацію, оскільки конденсатор, необхідний для її реалізації, невеликий і потрібен лише один. Розміщення конденсаторів всередині мікросхем є складною справою, оскільки конденсатор займає велику кількість простору всередині мікросхеми. Його ємність повинна бути невеликою, щоб він помістився. Двополуною компенсацію практично неможливо реалізувати в мікросхемі, оскільки для цього потрібно щонайменше два конденсатори, а значення ємності, як правило, більше, ніж значення, необхідне для однополунової компенсації. Єдиний шанс отримати двополуногий компенсований операційний підсилювач — це зібрати його самостійно з дискретних компонентів. Такі пристрої існують, вони виготовляються з крихтих компонентів для поверхневого монтажу і фізично сумісні з популярними корпусами ІС, такими як DIP8. Такі пристрої можна знайти на сайті компанії Філур:

- [SS3601 Single](#);
- [SS3602 Dual](#).

Якого типу підсилення контуру і загальної продуктивності можна досягти, використовуючи двополуною компенсацію в порівнянні з однополуною? На рисунку 6 наведені графіки коефіцієнта підсилення підсилювача з однополуною компенсацією для порівняння з тим же підсилювачем, але з двополуною схемою компенсації. Зрозуміло, що двополуна схема дозволяє отримати радикально вищий коефіцієнт підсилення. Майте також на увазі, що логарифмічна природа дБ така, що кожні 6 дБ збільшення означає подвоєння коефіцієнта підсилення. Так, наприклад, на частоті 1 кГц двополуник має приблизно на 60 дБ більший коефіцієнт підсилення, ніж однополуник, що означає більш ніж 1000-кратне підсилення в «не в дБ» числах. До речі, значення THD пов'язане з коефіцієнтом підсилення, і можна

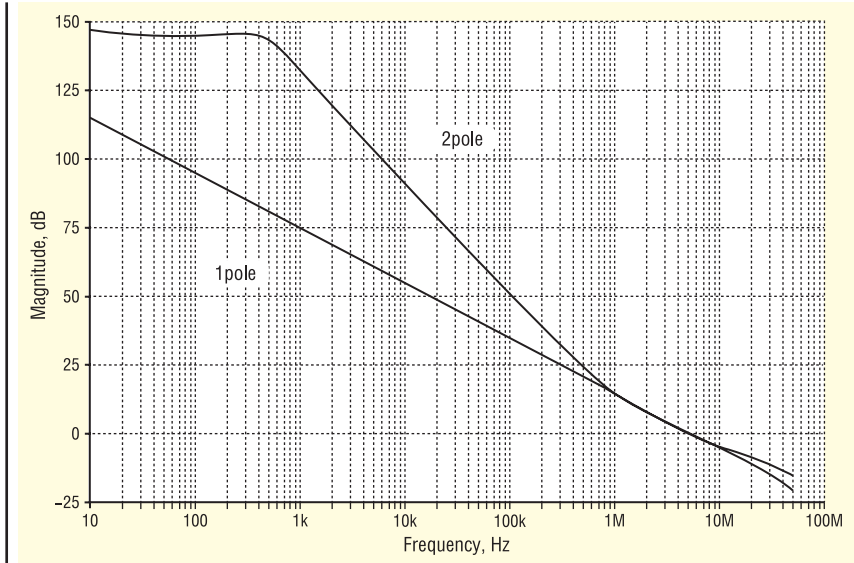


Рис. 6. Графіки коефіцієнта підсилення підсилювача з однополуною компенсацією для порівняння з тим же підсилювачем, але з двополуною схемою компенсації

очікувати відповідного 1000-кратного зменшення THD.

Круто, правда?

До цього часу проникливий читач, можливо, зрозумів, що двополуногий зсув матиме два зсуви фаз на 90° (по одному з кожного полюса), що призведе до максимально допустимого зсуву фаз на 180° , який є допустимим для стабільності. Червоні прапорці можуть спливати в голові. Секрет успішної реалізації 2-полунової схеми компенсації полягає в тому, щоб вона повернулася до однополуного режиму з фазовим зсувом лише на 90° безпосередньо перед тим, як коефіцієнт підсилення кон-

туру перетне 0 дБ. Якщо цього вдасться досягти, то критерій стабільності Найквіста все одно буде виконано. Це відбувається, і на попередньому рисунку видно, як графік двополуного підсилення перекидає графік однополуного підсилення, починаючи приблизно з області кривої 1 МГц. Це гарантує, що буде достатній запас по фазі для забезпечення стабільності. Щоб побачити графік двополунової фазової компенсації, погляньте на рисунок 7.

Видно, що близько 1 МГц двополуник переходить назад до однополуника, і фаза зсувається назад до 90° . Цей пристрій все ще має запас по фазі 75°

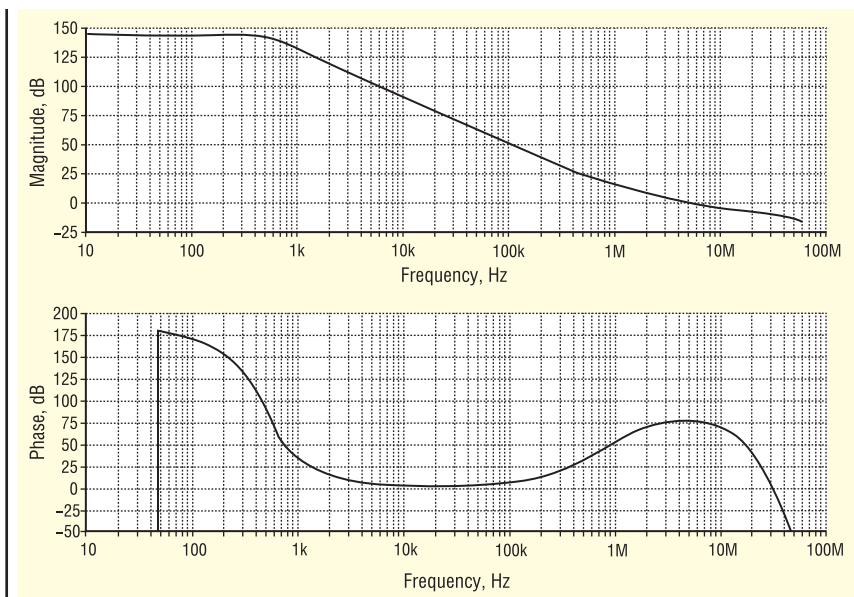


Рис. 7. Графік двополунової фазової компенсації

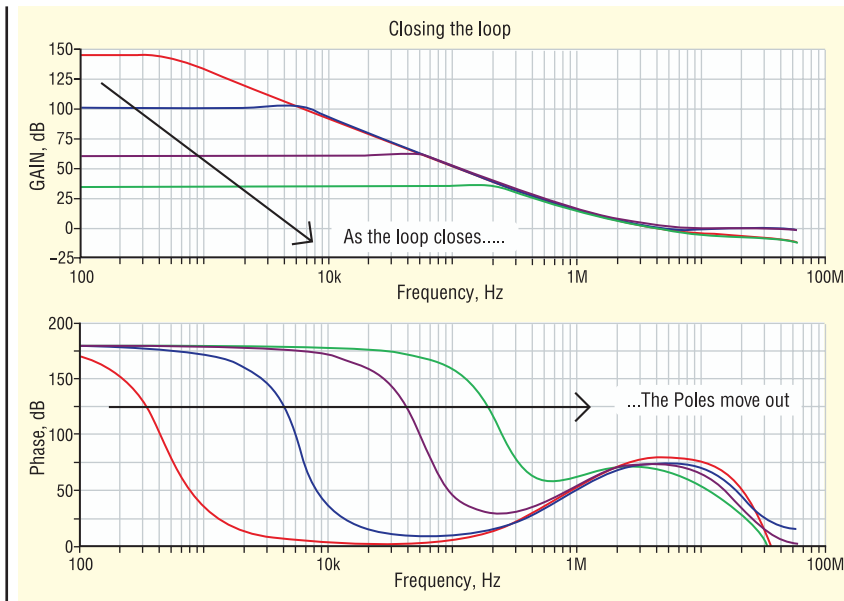


Рис. 8. Залежність зсуву фази від частоти

на кросовері з одиничним коефіцієнтом підсилення, і стабільність буде збережена. Внутрішньосмуговий зсув фази на 180° також не є проблемою, оскільки при замиканні кола операційного підсилювача полюси розсуваються, і пов'язаний з цим фазовий зсув відбувається пізніше по частоті. Це означає, що для будь-якого замкненого контуру (а операційні підсилювачі завжди працюють в замкненому контурі) не буде ніякого фазового зсуву в межах смуги пропускання замкненого контуру. Це можна побачити на графіках, наведених на рисунку 8, які ілюструють, що відбувається при замиканні контуру.

З цих графіків видно, що коли контур замикається за допомогою зовнішнього зворотного зв'язку, полюси зміщуються назовні. Ця маленька перлина істини часто залишається неусвідомленою, що є причиною багатьох побоювань, пов'язаних зі зворотним зв'язком і високим коефіцієнтом підсилення контуру. Люди, як правило, лякаються, коли чують про внутрішньосмуговий зсув фази на 180° у розімкнутому контурі, не розуміючи, що коли контур замикається, цей зсув фази не відбувається в межах смуги пропускання замкнутого контуру.

ВИСНОВОК

Якщо ви шукаєте ідеальний пристрій серед операційних підсилювачів, ось декілька речей, про які слід пам'ятати:

- Смуга пропускання і коефіцієнт підсилення в розімкнутому контурі пов'язані між собою за допомогою

компенсації. Вищий коефіцієнт підсилення завжди відповідає вищій смузі пропускання.

- Коефіцієнт підсилення в розімкнутому контурі, як правило, задається при постійному струмі й завжди падає зі швидкістю 6 дБ/октаву в однополюсних пристроях з компенсацією.
- Швидкість наростання, що перевищує ~ 10 В/мкс, не потрібна для високоякісного звуку. Так само як і смуга пропускання 50 МГц.
- Висока смуга пропускання і пов'язані з нею проблеми стабільності — це те, що створило пристроям з високим коефіцієнтом підсилення погану репутацію в деяких аудіо спільнотах.
- Двополюсна компенсація є найкращою технікою для максимізації коефіцієнта підсилення у відкритому контурі та має приємний побічний ефект у вигляді підтримки розумної смуги пропускання.
- Двополюсна компенсація зазвичай досяжна лише в дискретних конструкціях операційних підсилювачів.

Більш детальну інформацію щодо продукції компанії Sparkos Labs можна отримати, звернувшись до її офіційного дистриб'ютора на території України — компанії «Фігур Електрик, ЛТД»:

**02100, м. Київ,
вул. Гетьмана П. Полуботка,
22/14, 1-й пов.,
тел.: +38 (044) 495-75-75,
+38 (068) 496-75-75,
e-mail: office@filur.net,
www.filur.net**

CN

НОВЕ СІМЕЙСТВО ПРИКЛАДНИХ ПРОЦЕСОРІВ І.MX 94

Компанія **NXP Semiconductors** оголосила про вихід сімейства і.MX 94, найновішого доповнення до серії прикладних процесорів і.MX 9, призначених для промислового керування, програмованих логічних контролерів (ПЛК), телематики, промислових та автомобільних шлюзів, а також для керування будівлями та енергоспоживанням.

Інтегруючи функції зв'язку, безпеки та керування в реальному часі в одній мікросхемі, сімейство і.MX 94 допомагає розробникам орієнтуватися в цій складній ситуації, забезпечуючи оптимізовану комплексну продуктивність при координації зв'язку та дій в реальному часі. Вбудований комутатор 2.5 Гбіт/с Ethernet TSN забезпечує висококонфігурований, безпечний зв'язок з широкою підтримкою протоколів як для промислових, так і для автомобільних застосувань.

Багатоядерні 64-розрядні процесори і.MX 94 мають до чотирьох ядер Arm® Cortex®-A55, здатних працювати під керуванням Linux, а також два ядра Cortex-M33 і два ядра Cortex-M7, що забезпечує підвищену продуктивність обробки даних у реальному часі. Програмна платформа NXP Real-Time Edge дозволяє розробникам реалізовувати проекти з оптимальним поєднанням завдань реального часу і завдань прикладного рівня, що виконуються на будь-якому з цих ядер. Крім того, для використання обчислювальних можливостей доступні різноманітні спеціалізовані комерційні операційні системи сторонніх виробників, такі як QNX Neutrino і Green Hills Integrity. Він також має інтегрований функціональний острів безпеки разом з конфігурованим розділом безпеки, що підтримує відповідність стандартам IEC61508 SIL2 та ISO26262 ASIL-B.

Сімейство і.MX 94 — це перший прикладний процесор NXP, який підтримує пост-квантову криптографію з відкритим ключем, що дозволяє йому протистояти атакам квантових комп'ютерів і керувати безпекою обладнання протягом тривалого життєвого циклу. Інтегрований EdgeLock Secure Enclave (розширений профіль) дозволяє налаштовувати обладнання та відновлювати його до безпечного стану в будь-який час і забезпечує розширені можливості безпеки.

www.nxp.com