

УДК 621.397

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕДАВАЧІВ ЦИФРОВОГО РАДІОМОВЛЕННЯ

ШЕВЧЕНКО Ю.П.

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

ANALYSIS OF METHODS FOR IMPROVING ENERGY EFFICIENCY OF DIGITAL BROADCASTING TRANSMITTERS

SHEVCHENKO Yu.P.

Odessa National Academy of Telecommunications n.a. A.S. Popov

Анотація. Розглянуті основні характеристики сигналів цифрового радіомовлення стандартів, перспективних для впровадження в Україні. Показано, що для підсилення цифрових сигналів потрібно використовувати високолінійні підсилювачі, які мають суттєвий недолік – низький ККД в режимі середньої потужності. На основі аналізу властивостей методів підвищення енергетичної ефективності лінійних підсилювачів потужності сформульовані рекомендації по використанню їх для сигналів різних стандартів радіомовлення.

Annotation. The basic characteristics of the digital broadcasting standards, promising for implementation in Ukraine. It is shown that the amplification of digital signals should be used high linear amplifier which have a significant disadvantage – low efficiency in medium-power mode. By analyzing the properties of methods for improving energy efficiency linear power amplifiers formulated recommendations on the use of different standards for broadcast signals.

В останні роки багато розвинених країн світу активно впроваджують цифрові системи радіомовлення на заміну аналогових. В Україні поки що питання впровадження цифрових технологій в системи радіомовлення не розглядаються, не розроблена навіть концепція розвитку державного радіомовлення. У СЧ, ВЧ діапазонах традиційно використовувалася амплітудна модуляція, що, в поєднанні з незначною (не більше 9–10 кГц) смугою, що відводиться на кожен радіоканал, забезпечувало досить посередню якість прийому, особливо в умовах багатопроменевого поширення в діапазоні ВЧ. Усі ці фактори не дозволяли здійснювати в цих діапазонах частот високоякісне радіомовлення. Переведення радіомовлення в діапазонах НЧ, СЧ і ВЧ на цифрові види роботи дозволить істотно підвищити якість переданих мовленнєвих програм без необхідності збільшення смуги радіоканалу.

В діапазоні ДВЧ на сьогоднішній день забезпечується високоякісне аналогове стереофонічне радіомовлення, якість прийому якого більшість радіослухачів влаштовує. Але у відведених для радіомовлення ділянках діапазону ДВЧ у великих містах спостерігається істотна нестача частотного ресурсу через широкий розвиток комерційного радіомовлення. Перехід же на цифрове мовлення дозволить у тій самій смузі частот, яка відводиться для одного каналу аналогового мовлення, передавати кілька програм, принаймні, з тією ж якістю.

Додатковою перевагою впровадження цифрового мовлення в діапазоні ДВЧ послужить і деяке зниження необхідних потужностей передавачів, при забезпеченні тієї ж зони обслуговування, що обумовлено кращою заводстійкістю цифрових способів передавання і модуляції перед аналоговими.

З'являється можливість надання користувачу додаткових мультимедійних сервісів – інформація про стан дорог, прогноз погоди, розклад руху транспорту і т. п.

На сьогоднішній день у Європі діють або впроваджуються три стандарти цифрового радіомовлення, основні параметри яких наведені в табл. 1 [1].

Таблиця 1 – Основні характеристики цифрових стандартів

Назва стандарту	DAB	DRM	DRM+
Частотний діапазон, МГц	174–240 1452–1492	0,525–1,605 3,2–26,1	47–107
Ширина смуги частот, кГц	1536	4, 5, 9, 10, 18, 20	96
Швидкість цифрового потоку, кбіт/с	≤ 256	4–20	4–186
Вид модуляції носієвих	QPSK	4-QAM, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM,

			64-QAM
Кількість підносійних	192, 384, 768, 1536	88, 90, 102, 104, 114, 138, 178, 182, 204, 206, 228, 280, 366, 410, 412	213
Пікфактор, дБ	12	10	8

Із таблиці видно, що стандарт DRM призначений для заміни АМ стандартів у діапазонах НЧ, СЧ, ВЧ, а стандарти DAB, DRM+ для заміни систем ЧМ мовлення в діапазонах ДВЧ, УВЧ. Система DAB, що впроваджена в окремих країнах Західної Європи, не сумісна з частотним планом ЧМ діапазону, прийнятим в Україні, тому цей стандарт навряд чи буде прийнято. Таким чином, в Україні доцільно впроваджувати стандарти DRM і DRM+ залежно від діапазону частот.

При формуванні сигналів цифрового радіомовлення використовується частотне мультиплексування (COFDM). Основною перевагою таких сигналів є їх слабка схильність до завмирань при прийманні в умовах міської забудови, пов'язаних з багатопроменевістю поширення радіохвиль. Радіосигнал, сформований за принципом COFDM, являє собою сукупність великого числа підносійних коливань, кожна з яких модулюється низькошвидкісним субпотокком, отриманим у результаті мультиплексування швидкісного транспортного потоку. Число підносійних COFDM сигналу в цифровому радіомовленні може досягати декількох сотень, а в цифровому телебаченні – кількох десятків тисяч. Таким чином, COFDM сигнал являє собою складне багаточастотне коливання, що має всі проблеми групових сигналів з частотним розділенням [2].

Однією з найголовніших проблем COFDM сигналів є їх значний пік-фактор, внаслідок чого до підсилювальних трактів передавачів, призначених для пропускання таких сигналів, пред'являються підвищені вимоги по лінійності. Як відомо, при побудові таких передавачів потрібне застосування лінійних підсилювачів потужності (ЛПП), що мають традиційно низький середній ККД, внаслідок істотних обмежень на режим роботи каскадів підсилення, як за кутом відсікання, так і за напруженості режиму. Навіть дуже незначна нелінійність амплітудної характеристики підсилювача потужності призведе до появи комбінаційного продукту, що при структурі COFDM сигналу є дуже критичним. Крім попадання комбінаційного продукту за межі спектральної маски каналу, не менш небезпечно також і потрапляння комбінаційних складових усередину самого сигналу на частоти підносійних COFDM, що призведе до проблем при декодуванні сигналу на приймальній стороні. Крім високих вимог до лінійності амплітудної характеристики підсилювача потужності, при підсиленні COFDM сигналів не менш важлива і рівномірність фазо-амплітудної характеристики (ФАХ), оскільки сигнал є амплітудно-фазо-модульованим, для якого важливі як амплітудні, так і фазо-амплітудні спотворення. До нерівномірності ФАХ у підсилювачах потужності зазвичай призводить явище, зване амплітудно-фазовою конверсією (АФК), що виникає, здебільшого за рахунок різних параметричних ємностей підсилюючих приладів [4]. При підсиленні сигналів з непостійною обвідною проблема АФК виникає завжди, оскільки напруги у вхідному і вихідному колах підсилювальних каскадів також є коливаннями з непостійною обвідною та безпосередньо впливають на електроди підсилювальних приладів.

Для компенсації нерівномірності ФАХ тракту підсилення потужності, а також для компенсації деяких спотворень амплітудних характеристик підсилювача (зрозуміло, якщо ці спотворення не пов'язані з втратою інформації через жорстке відсічення, або обмеження) у сучасних радіопередавачах широко використовуються різні методи лінеаризації. Стосовно до побудови передавачів цифрового телерадіомовлення найбільш часто на сьогоднішній день використовується лінеаризація методом передкоррекції (передспотворень), яка найчастіше буває адаптивною, тобто здійснюється за контрольним сигналом, який знімається з виходу передавача. Практично в усіх сучасних телерадіомовних передавачах така корекція здійснюється програмним способом на етапі формування COFDM сигналу і його компонент.

При розробці нових радіопередавачів, призначених для цифрового радіомовлення, доцільно застосування методів підвищення ККД ЛПП, що дозволить вирішити проблему низького ККД передавача в цілому. Серед всіх існуючих методів підвищення ККД ЛПП, при побудові передавачів для цифрового радіомовлення найбільш доцільно розглянути метод автоматичного регулювання режиму (АРР) за живленням, метод Л. Кана з роздільним підсиленням обвідної та фазомодульованого заповнення підсилюваного сигналу, схему Догерті та метод дефазування [5].

Названі методи можна умовно розділити на дві групи – методи без нелінійних перетворень підсилювального сигналу і методи з нелінійними перетвореннями підсилювального сигналу [4].

Техніка Догерті, вперше запропонована в 1936 році для використання в потужних передавачах мовлення, є найпростішим способом підвищення ефективності. Конфігурація Догерті використовує активну техніку перетворення навантаження.

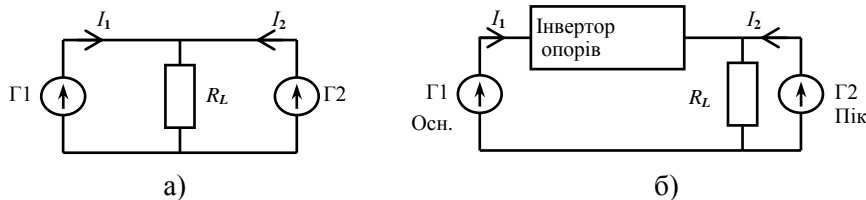


Рисунок 1 – (а) Схема техніки активного перетворення навантаження; (б) з інвертором опорів ілюструє конфігурацію підсилювачів Догерті [7].

На рис. 1 а) показана схема активного перетворення опору навантаження. Згідно з теорією кіл, Г1 бачить опір навантаження R_L , якщо Г2 не постачає струм. Коли Г2 починає постачати струм пропорційно I_1 , опір, який бачить Г1, буде:

$$R_1 = R_L \left(1 + I_2 / I_1 \right).$$

Коли I_2 збільшується, опір R_1 , видимий Г1, також збільшується. Таким чином, опір, видимий Г1, може бути змінений відповідно до струму, який постачається Г2. Крім того, Г2 бачить опір:

$$R_2 = R_L \left(1 + I_1 / I_2 \right).$$

Так само на рисунку 1.б), інвертор опорів додається так, що опір, який бачить Г1 зменшується, а струм, що подається на Г2 збільшується.

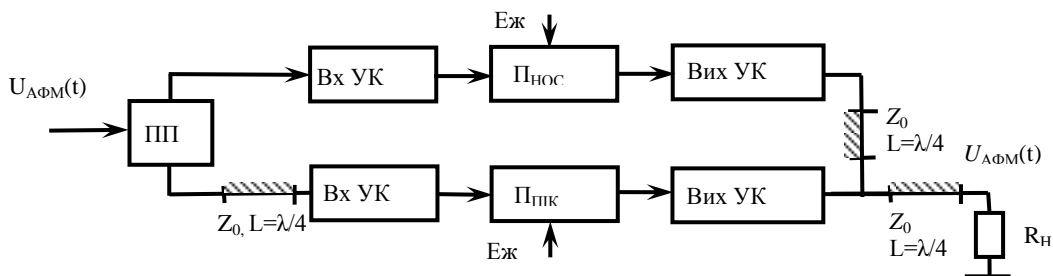


Рисунок 2 – Структурна схема підсилювача Догерті

На схемі: ПП – поділювач потужності; Вх УК, Вих УК – вхідне та вихідне узгоджувальні кола; П_{НЕС} – підсилювач несівної; П_{ПК} – піковий підсилювач; Z_0 – чвертьхвильова лінія.

Найпростіша конфігурація схеми Догерті (двоканальної) складається з двох підсилювачів: “основного”, або підсилювача “носіюного коливання”(П_{НОС}), і “допоміжного” або “пікового” (П_{ПК}). Підсилювачі з’єднані паралельно з чвертьхвильовою лінією передачі (інвертор опорів), як показано на рис. 1, так що схема відповідає рис. 1 б) з Г1 в якості основного, і Г2 в якості допоміжного підсилювача.

Основна концепція підсилювача Догерті – в тому, щоб основний підсилювач працював при максимальній ефективності (максимальна потужність), при цьому допоміжний підсилювач призначений для забезпечення піків модуляції. Коли вхідний сигнал низький, допоміжний підсилювач замкнений, а основний підсилювач працює в лінійному режимі, як показано на рис. 4. Якщо підсилювач потужності класу В використовується в якості основного підсилювача, а підсилювач класу С як допоміжний, підсилювач класу С відключений, тому що сигнал занадто малий. Якщо сигнал збудження збільшується, основний підсилювач починає насичуватися, і допоміжний підсилювач починає віддавати струм. Ця точка відкривання допоміжного підсилювача називається точкою переходу. У точці переходу ефективність всієї системи стає високою.

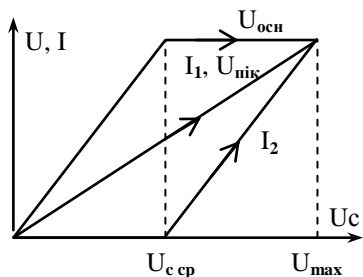


Рисунок 3 – Струми та напруги на виході основного і пікового підсилювачів

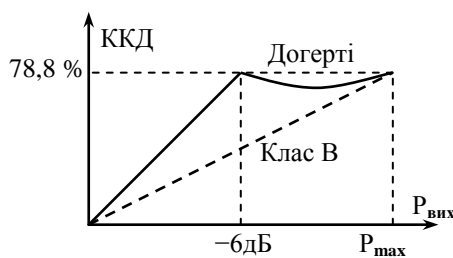


Рисунок 4 – Ефективність в залежності від зниження потужності відносно P_{max}

Вище точки переходу, імпеданс основного підсилювача зменшується через струм, що подається від допоміжного підсилювача. Через ефект “перетворення навантаження”, основний підсилювач забезпечує більший струм навантаження і працює як кероване джерело напруги, в той час як він насичений. З іншого боку, допоміжний підсилювач бере на себе роботу в якості лінійного підсилювача. У цій області обидва пристрої формують вихідну потужність. При піковій потужності обвідної допоміжний підсилювач також насичений і ефективність системи в цілому стає високою. Таким чином, два підсилювачі дають складову лінійну характеристику потужності, підтримуючи ефективність, близьку до максимальної, для типової точки зниження потужності 6 дБ. (Як правило, для двоканального підсилювача Догерті, точка переходу вибирається на 6 дБ нижче точки максимальної сумарної потужності). Рис. 3 показує характерні струми і напруги для основного і допоміжного підсилювачів в усьому діапазоні вхідних напруг.

Загальна характеристика ефективності підсилювачів Догерті залежно від потужності зниження показана на рис. 4.

Якщо підсилювач класу В використовується в якості основного і, класу С в якості допоміжного підсилювача, теоретичний максимум ефективності становить 78,8 %. Ефективність близька до максимальної при рівнях вище 6 дБ. Невеликий провал в ефективності між точкою переходу і повною потужністю (тобто на 6 дБ нижче максимуму) обумовлений зниженням ефективності допоміжного підсилювача, який працює в режимі зниження потужності

Підсилювач Догерті має і деякі недоліки: він працює в дуже вузькому діапазоні у зв'язку з використанням чвертьхвильових ліній передачі і вимагає точного синхронізму між двома шляхами підсилення. Ще одним недоліком є низька продуктивність IMD здебільшого за рахунок низького зміщення допоміжного підсилювача. Проте інші схеми лінеаризації можуть бути реалізовані для покращення лінійності підсилювачів Догерті, але це додасть складності.

Дослідження останніх років показали шляхи подальшого підвищення енергетичної ефективності і лінійності. В [7] відстеження обвідної використовується для зміни напруги живлення основного підсилювача по обвідній вхідного сигналу, що знижує споживану потужність при низьких рівнях вхідного сигналу. Для підвищення ККД передавача можна використати N-канальний підсилювач. У підсилювачі Догерті з N каналами звичайно включаються паралельно–один підсилювач носійної і N-1 допоміжних підсилювачів.

До першої групи методів підвищення ефективності відноситься також метод автоматичного регулювання режиму (APR), який в іноземній термінології значиться як “Envelope Tracking” (ET) – відстеження обвідної.

ET було вперше описано Bell Laboratories в 1937 році як спосіб підвищення ефективності підсилювача потужності. Для звичайного підсилювача потужності постійна висока напруга подається на високочастотний потужний транзистор, щоб запобігти спотворенню вихідного сигналу, навіть якщо його амплітуда максимальна. В OFDM системах, які широко застосовуються в цифровому радіомовленні, модульована амплітуда сигналу коливається у значною мірою з плином часу. Тому значна кількість електроенергії втрачається, коли амплітуда сигналу мала.

Відповідно до ET, напруга живлення на транзисторі регулюється у відповідності з амплітудою вхідного сигналу, щоб заощадити електроенергію, яку буде витрачено даремно у звичайних підсилювачах потужності. До недавнього часу було важко розробити систему живлення [5] (ET блока живлення), яка може точно відстежити коливання амплітуди вхідного сигналу. Проте, поєднання останнім часом поліпшених швидких напівпровідників і передових цифрових технологій оброблення сигналу дозволило поставити в практичне використання ET.

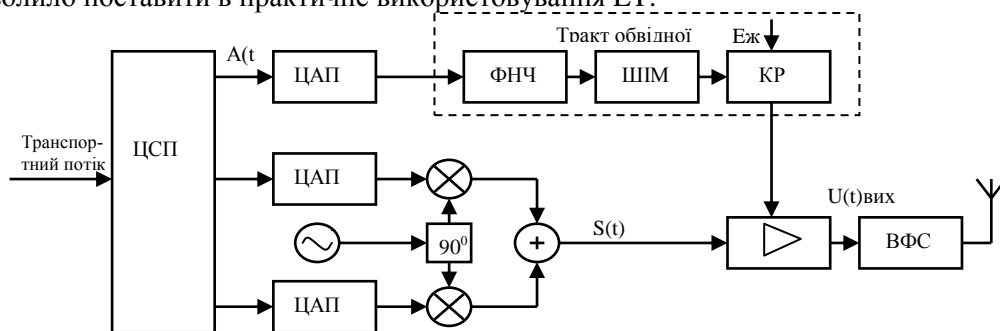


Рисунок 5 – Підсилювач потужності з APR, побудований з цифровим виділенням обвідної

Для відстеження рівня обвідної вона формується цифровим шляхом у процесорному вузлі передавача, де здійснюється формування відліків самого модульованого сигналу. Далі сигнал обвідної перетворюється в ШІМ послідовність, підсилюється ключовим підсилювачем і подається на ключовий регулятор КР живлячої напруги, який здійснює регулювання за законом обвідної напруги живлення одного або двох найбільш потужних каскадів передавача.

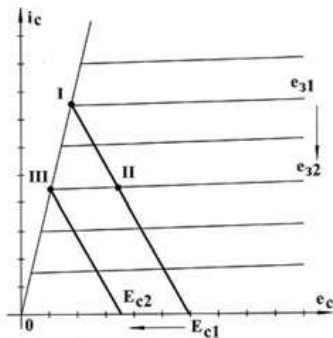


Рисунок 6 – Регулювання живлячої напруги

Як видно з рис. 6, при зменшенні амплітуди підсилювального сигналу напруженість режиму каскада знижується (перехід з точки I в точку II). Для підтримання граничного режиму при АРР знижується напруга живлення пропорційно зниженню рівня обвідної (перехід з точки II в точку III). При цьому важко, щоб таке регулювання не запізнювалось відносно зміни обвідної сигналу, що вимагає затримки підсилювального сигналу відносно його обвідної для компенсації інерційності ФНЧ у тракці регулювання.

Переваги АРР за стоковою/колекторною напругою [6]:

основною перевагою АРР за стоковою/колекторною напругою перед схемою Догерті є те, що цей метод не є РЧ, пропускна здатність якого обмежена. Це дає можливість будувати широкосмугові РЧ лінійні підсилювачі з високою

ефективністю. АРР також може бути на кілька відсотків ефективніша, ніж двоканальний підсилювач Догерті при PAR вище 7.5 dB.

Недоліки АРР за напругою порівняно з Догерті:

- складність додаткового обладнання та попередньої корекції;
- зниження надійності за рахунок збільшення кількості елементів;
- підвищення вартості додаткового обладнання;
- збільшення часу розробки для ринку.

АРР за стоковою/колекторною напругою приносять значну користь ефективності при PAR більше 6 дБ, і збільшується в міру збільшення PAR. Це робить застосування цієї технології привабливою для DTV, DAB і DRM + – сигналів з високим PAR.

До другої групи методів – з нелінійними перетвореннями підсилюваного сигналу можна віднести метод Кана і метод дефазування – метод Ширекса.

Метод Л. Кана забезпечує роздільне підсилення обвідної і фазомодульованого радіочастотного заповнення підсилювального сигналу зі змінною обвідною з подальшою високоефективною амплітудною модуляцією (шляхом керування напругою живлення) у вихідному каскаді передавача, де відновлюється підсилювальний сигнал. Метод був розроблений американським інженером Леонардо Каном у 1952 році. Він назвав його “Envelope Elimination and Restoration” – “усунення та відновлення обвідної”. Пізніше, М.В. Верзунов, що зробив значний вклад у розробку практичної реалізації цього методу, назвав його синтетичним. Завдяки тому, що в тракці підсилення потужності передавача підсилюється лише фазомодульоване заповнення (що має постійну обвідну), а у вихідному каскаді здійснюється високоефективна амплітудна модуляція, забезпечується високий коефіцієнт корисної дії. Цьому також сприяє використання ключових регуляторів напруги живлення. Поділ підсилювального сигналу на обвідну і фазомо-модульоване заповнення на сьогоднішній день здійснюється цифровим способом. При формуванні модульованого сигналу в процесорі, на виходах цифро-аналогових перетворювачів формуються сигнали обвідної $A(t)$ і фази $\varphi(t)$ підсилюваного сигналу (Рис. 1). Сигналом $\varphi(t)$ здійснюється фазова модуляція носійного коливання на робочій частоті передавача F_p , а сигнал $A(t)$ піддається перетворенню в ШІМ послідовність, що поступає у потужні підсилювачі обвідної (ППО) для здійснення (після фільтрації тактової частоти f_T в ФНЧ) амплітудної модуляції у вихідному і передвихідному каскадах передавача, аналогічно тому, як це здійснюється в радіомовних АМ передавачах з анодною чи колекторною модуляцією.

Сьогодні метод Л. Кана знаходить досить широке застосування. Подібні розробки існують у багатьох провідних закордонних компаній, що спеціалізуються як на радіомовному обладнанні, так і на засобах мобільного зв'язку. Сучасні реалізації методу Л. Кана практично завжди близькі за структурною схемою, показаною на рис. 1. У сучасній іноземній літературі таку архітектуру побудови радіопередавального тракту називають “полярним модулятором” (Polar Modulator). Дійсно, згідно з

структурною схемою, наведеною на рис. 1, підсумковий сигнал на виході передавача, формується в результаті фазової та амплітудної модуляції носійного коливання сигналами обвідної $A(t)$ і фази $\varphi(t)$, які, за своєю суттю, є полярними координатами вектора сигналу, який, на сьогоднішній день найчастіше представляється своїми декартовими координатами I і Q , званими квадратурними компонентами [5].

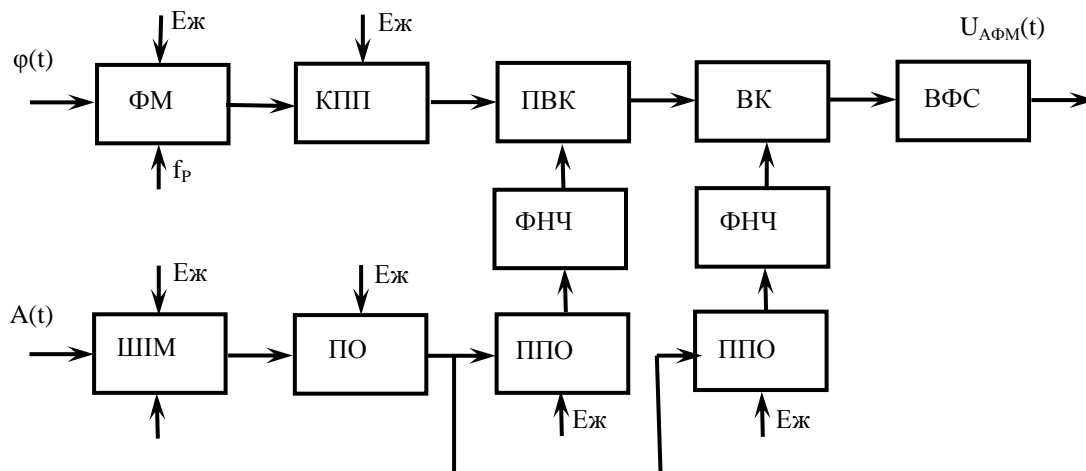


Рисунок 7 – Структурна схема радіотракту передавача, побудованого за методом Л. Кана

Не можна не відзначити і властиві методу Л. Кана недоліки. Головний з них пов'язаний з несинхронністю приходу на вихідний каскад передавача (де здійснюється відновлення змінної обвідної) обвідної і фазомодульованого заповнення, що пов'язано, насамперед, з інерційністю ФНЧ в тракці обвідної. Вимоги до допустимої розсинхронізації каналів досить жорсткі і сильно залежать від смуги каналу: чим ширше смуга частот, займана COFDM сигналом, тим жорсткіші вимоги до максимально допустимої затримки. Другий недолік пов'язаний з амплітудно-фазовою конверсією в потужних каскадах передавача, в яких здійснюється амплітудна модуляція. Обидві ці проблеми призводять до специфічних нелінійних спотворень підсилювального сигналу, що вимагає застосування спеціальних заходів щодо лінеаризації передавача. Нарешті, третій недолік пов'язаний з необхідністю пропускати всю смугу обвідної через високоефективний канал управління напругою живлення тих каскадів підсилення потужності, в яких здійснюється амплітудна модуляція. Чим ширше смуга каналу обвідної, тим вища потрібна тактова частота імпульсного пристрою регулювання напруги живлення, що неминує призводить до зниження результуючого ККД передавача. Проте на сучасному етапі розвитку техніки ці проблеми все частіше стають розв'язуваними. Це побічно підтверджує той факт, що метод Л. Кана сьогодні досить успішно використовується в передавачах цифрового радіомовлення стандарту DRM діапазонів НЧ, СЧ і ВЧ, як у закордонних, так і у вітчизняних розробках. Завдяки тому, що в цих діапазонах частот ширина смуги каналу невисока (звичайно не ширше 10 кГц), то задача часової синхронізації каналів обвідної і фазомодульованого заповнення стає цілком розв'язуваною. Необхідна смуга пропускання каналу обвідної при цьому не перевищує 40 кГц, що дозволяє будувати ключові імпульсні регулятори напруги живлення з високими енергетичними показниками (оскільки при цьому необхідна тактова частота ШПМ становить усього 280 кГц), що робить цей метод досить ефективним.

При побудові передавачів цифрового радіомовлення діапазону ДВЧ, де смуга каналу складає 100 кГц для стандарту DRM +, можливість застосування методу Л. Кана вимагає додаткових досліджень.

Метод дефазування, запропонований М. Шірексом в 1931 р., як спосіб отримання амплітудної модуляції з високим ККД, і пізніше поширений Д. Коксом для випадку будь-яких АФМ сигналів, передбачає підсилення в потужних каскадах передавача сигналів з постійною обвідною, що забезпечує їх високий ККД. Цей метод також називають ЛННК (лінійне підсилення за допомогою нелінійних компонентів), коли він увійшов до вживання на НВЧ в 1970-х роках. При цьому підсилювальний сигнал із змінною обвідною $S(t)$ замінюється сумою двох сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ з постійною амплітудою і змінною фазою, що змінюється з протилежним знаком, згідно з векторною діаграмою, наведеною на рис. 8. З елементарної тригонометрії очевидно, що модуль фазового кута φ , що визначає модуляцію сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$, пов'язаний з амплітудою підсилюваного сигналу $S(t)$ через функцію арккосинуса.

Аналогове формування такої нелінійної фазової модуляції утруднено, що, на сьогоднішній день вимагає іншого підходу до отримання цих сигналів.

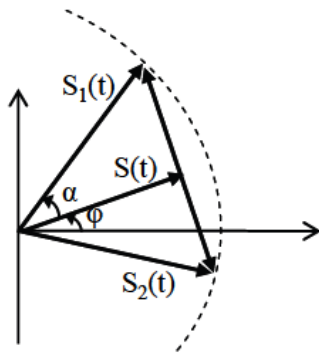


Рисунок 8 – Векторна діаграма

При цифровому формуванні сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$, вони формуються квадратурним способом (що дуже характерно при побудові сучасних передавачів цифрових сигналів) за допомогою двох квадратурних модуляторів (рис. 9) безпосередньо на робочій частоті f_p . Як видно з рис. 9, синфазна складова $S_I(t)$ для сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ однакова, а квадратурна $S_Q(t)$ відрізняється знаком, що вимагає введення у схему формування фазоінвертора. Відновлення підсилюючого сигналу здійснюється в суматорі, побудова якого є досить складним завданням, оскільки фазові зрушення між сигналами $S_1(t)$ і $S_2(t)$ за період зміни обвідної змінюються в межах від нуля до 180 градусів. Не менш важливою проблемою є і специфічні нелінійні спотворення, що виникають внаслідок неідентичності двох підсилювальних трактів, як за коефіцієнтом посилення, так і за фазою, що вимагає застосування складних методів автокомпенсації і лінеаризації.

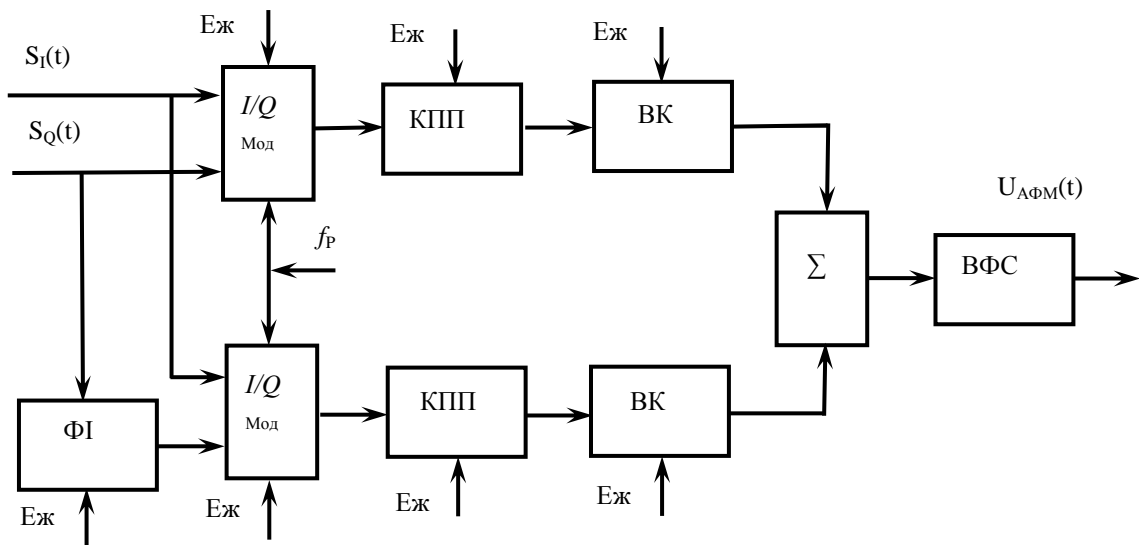


Рисунок 9 – Метод дефазування

Недоліки методу:

- для досягнення потенційно високої ефективності бажано використовувати імпульсні підсилювачі, такі як класу-Е. На жаль, ПП класу Е не дуже добре підходять для системи дефазування через зміни опорів навантаження при зниженні потужностей;

- вихідна потужність надзвичайно чутлива до кута дефазування, особливо для малої вихідної амплітуди і, отже, перекосу фаз між двома каналами (в деяких випадках 1° кута дефазування може призвести до -40 дБ зміни вихідної потужності). Отже, цей метод найкраще підходить для схеми модуляції, що дозволяє уникнути перетинання нуля, як $\pi/4$ -shifted-DQPSK.

Внаслідок високої чутливості до дисбалансу фаз, цей метод не дуже підходить для сигналів з високим пікфактором потужності.

На рис. 10 [7] наведені результати моделювання режимів різних схем підсилювачів при однаковій відносній вихідній потужності. З наведених графіків видно, що найкращі енергетичні показники забезпечує схема Кана (Khan) при роботі каналів у ключовому режимі. Але через відносну низькочастотності ключових схем метод Кана рекомендується використовувати в передавачах стандарту DRM. Приблизно такі самі енергетичні показники на рівні вище -6 дБ забезпечують схема Догерті (Doh) і схема Ширекса (Chir). Схема Догерті проста у виготовленні та експлуатації, з хорошими якісними показниками, знайшла значне використання в передавачах мобільного зв'язку 3 та 4 поколінь. У системах цифрового радіомовлення схема Догерті знаходить поки що обмежене використання через її вузькодіапазонність. Незважаючи на високі енергетичні показники, схема дефазування не знайшла

значного використання в радіопередавачах, що визначається складністю її настройки і нестабільністю в роботі.

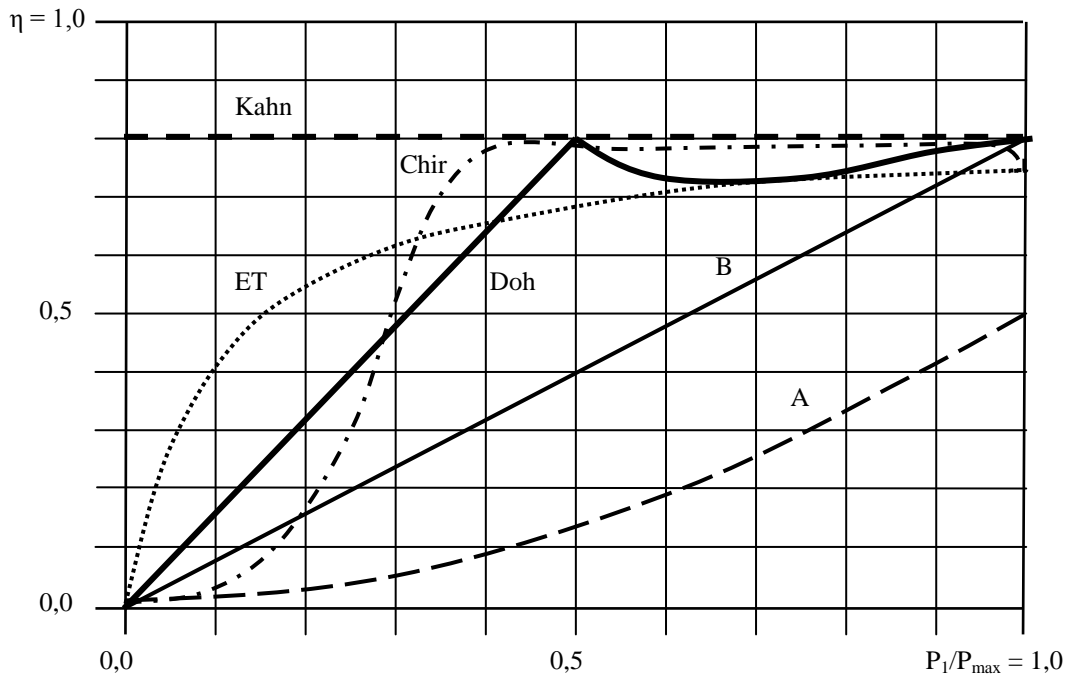


Рисунок 10 – Залежність ККД різних підсилювачів від відносної вихідної потужності

Схема з АРР за напругою (ЕТ), хоча і має енергетичні показники дещо нижчі, ніж у інших схем, але простота її практичної реалізації, відсутність недоліків, характерних для схем Кана і Ширекса, дозволяє вважати цю схему однією з найбільш перспективних стосовно побудови передавачів цифрового радіомовлення в діапазоні ДВЧ.

Для порівняння на рис. 10 наведені також залежності ККД від відносної вихідної потужності для підсилювачів, що працюють в режимах А і В.

ЛІТЕРАТУРА

- 1 ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08): Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification.
- 2 Шахгильдян В.В. Радиопередающие устройства / Шахгильдян В.В., Козырев В.Б., Ляховкин А.А. и др. / под ред. Шахгильдяна В.В.–[3-е изд., перераб. и доп.]–М.: Радио и связь.–2003.–560 с.
- 3 Шахгильдян В.В. Методы повышения энергетической эффективности линейных усилителей мощности. / В.В. Шахгильдян, Р.Ю. Иванюшкин // Т-Comm.–2009.–№ 2
- 4 Артым А.Д. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств / Артым А.Д., Бахмутский А.Е., Козин Е.В. и др. // Под ред. А.Д. Артыма. – М.: Радио и связь.–1987. – 176 с.
- 5 Дулов И. В. Обзор современных стандартов цифрового радиовещания, перспективных для внедрения в России // 21-я Международная конференция и выставка “Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA 2010”.– Москва, Россия, доклады.
- 6 Дулов И.В. Проблематика построения новых вещательных ОВЧ передатчиков стандарта DRM / Дулов И.В., Иванюшкин Р.Ю. // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. Том: 9Номер: 4 Год: 2009
- 7 Raab F., P. Asbesk, S. Cripps. RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies, High Frequency Electronics, November 2003 / F. Raab, P. Asbesk, S. Cripps.