

**Р.В. Янкевич, С.О. Мартюгов, П.А. Токарчук, М.В. Міський, А.В. Огородник**  
Національний університет «Львівська політехніка»

### **МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕДАВАЧА SOQPSK-TG СИГНАЛІВ**

© Янкевич Р.В., Мартюгов С.О., Токарчук П.А., Міський М.В., Огородник А.В., 2013

**R.V. Yankevych, S.O. Martyugov, P.A. Tokarchuk, M.V. Miskiv, A.V. Ogorodnyk**  
Lviv Polytechnic National University

### **MODELLING OF TRANSMITTER OF SOQPSK-TG SIGNALS**

© Yankevych R.V., Martyugov S.O., Tokarchuk P.A., Miskiv M.V., Ogorodnyk A.V., 2013

This paper is devoted to the practical side of the SOQPSK transmitter realization. It describes detailed model of one of possible variants of transmitter realization. The model is made in such a way that any part of it can be easily changed or any parameter can be tuned to achieve best efficiency of the system.

The biggest problem to be solved when realizing transmitter is practical realization of ternary encoder. This paper also presents our solution of this problem using elemental discrete blocks that could be easily realized in practice either using discrete elements or included as part of system realized on FPGA.

The paper itself is divided on four sections:

1. Introduction. This part contains the information about the development of telemetry systems, standard types of modulations and references links to the papers devoted to the problems of telemetry signals.

2. SOQPSK modulation and its kinds. This section contains theoretical statements and formulas of the SOQPSK type modulation. Also different parameters that define types of SOPQSK modulation (SOQPSK-A, SOQPSK-B, SOQPSK-TG) are presented.

3. Transmitter model. In this section the problem of telemetry SOQPSK-TG transmitter modeling is described. Next the step by step explanation of the model, its blocks and their operation is shown. Explanation is organized in the way how the input signal propagates from input to output. Also the problem of transmitter filter is described. Two possible solutions of this issue are shown in this section too.

4. Conclusions. Some short conclusions to this paper are given in this section.

In general we can say that the necessity of new telemetry systems creation force the search for new, more effective modulations. Created standards describe some of the signals types and their parameters. But these stands do not fully describe methods of these signals generation. Within the work on creation of detailed model of SOQPSK transmitter the scheme of binary sequences of  $\{-1, +1\}$  alphabet to ternary sequences of  $\{-1, 0, +1\}$  alphabet was created. The created model allows to investigate the influence of its separate blocks' parameters change on the whole system, but also easily make these changes. Also, it is necessary to point out that such model detail allows to make relatively easy practical realization just by transferring it to FPGA, which in now a days have big enough library of standard blocks and systems.

**Keywords – Telemetry, SOQPSK signals, ternary converters.**

Дана стаття містить опис процесу моделювання, а також результати моделювання передавального пристрою SOQPSK-TG сигналів. Представлено реалізацію двійково-трійкового перетворювача.

**Ключові слова – Телеметрія, SOQPSK сигнали, трійкові перетворювачі.**

## Вступ

Обмеження потужності та ширини частотної смуги створює великі труднощі в розробці нових видів сигналів та модуляцій. Ці проблеми поглиблюються, якщо підсилювачі повинні працювати в нелінійному (насиченому) режимі. У цьому випадку з'являється додаткова вимога в постійній огинаючій. Зазвичай використовується деякий вид неперервної фазової модуляції (CPM), оскільки він задовольняє обидві вимоги, щодо постійної огинаючої та ширини спектру. Це, наприклад, GMSK (гаусівська маніпуляція з мінімальним частотним зсувом) в цифровій мобільній телефонії і PCM/FM (імпульсно-ковдова частотна модуляція) в телеметрії.

PCM/FM модуляцією використовується в телеметрії з 1970-х років. Однак, оскільки швидкості передачі даних зросли, а смуги спектрів зменшились, потреба в більш спектрально-ефективних видах модуляції зростає. В 2000 році запатентований Фехером вид квадратурної фазової маніпуляції (FQPSK) був прийнятий в стандарт телеметрії IRIG 106 [10]. FQPSK є видом зміщеної квадратурної фазової маніпуляції (OQPSK), де форма синфазних та квадратурних імпульсів вибирається з набору із 16 імпульсів. Вибір визначається змінами синфазної на квадратурної складових і створюють постійну огинаючу. Ці обмеження породжують квадратурну модуляцію, яку називають взаємно корельованою, оскільки на квадратурний сигнал впливає синфазний і навпаки. Три з цих імпульсів були перевизначені Джефферісом та Формайстером [3] для створення версії FQPSK названої FQPSK-JR, яка має дійсно постійну огинаючу. FQPSK-JR був прийнятий стандартом IRIG 106 в 2004 році як додатковий. Саймон [6] показав, що FQPSK може бути інтерпретована як взаємно корельовано, кодована згідно «сітки» квадратурна модуляція (XTCQM). Конкуруючий вид модуляції, відомий як формована зміщена квадратурна фазова маніпуляція (SQPSK) був також прийнятий в 2004 році як опція в версії IRIG 106.

## SOQPSK модуляція та її види

Для початку, щоб зрозуміти концепт, що стоїть в основі формованої зміщеної квадратурної фазової маніпуляції, або SOQPSK, необхідно продемонструвати, що звичайний OQPSK (маються на увазі імпульси прямокутної форми) може бути представлений, як особливий випадок CPM модуляції (модуляції з неперервною фазою). Так, для SOQPSK  $\alpha_i$  елемент послідовності даних може бути представлений, як пов'язаний з дійсною бітовою послідовністю вхідних даних  $a = (\dots, a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, a_2, \dots)$  наступною рівністю (Необхідно зауважити, що I та Q інформаційні символи  $a$  ( $I_n$ , та  $Q_n$ ) є відповідно непарними та парними бітами послідовностями  $a_i$ . Також, оскільки I-Q представлення OQPSK містить I та Q інформаційні послідовності із частотою символів  $1/T_s$ , ефективна інформаційна послідовність CPM представлення є при пів символній швидкості,  $1/(T_s/2) = 1/T_b$ .) [8]

$$\alpha_i = (-1)^{i+1} \frac{a_{i-1}(a_i - a_{i-2})}{2}, \quad (1)$$

Оскільки,  $a_i$  приймають значення +/-1, то  $\alpha_i$  беруть свої значення з алфавіту  $\{-1, 0, +1\}$ . Однак, в кожному інтервалі біта (пів-символ),  $\alpha_i$  можуть приймати одне з двох рівно імовірних значень, 0 та +1 чи 0 та -1, з подальшим обмеженням того, що після +1 не можуть слідувати -1, і навпаки. Таким чином, в дійсності модуляційна схема являє собою бінарну CPM, але алфавіт даних в якій може різнитись (між двома виборами) від бітового інтервалу до інтервалу символу. Інший спосіб опису правила зміни алфавіту даних є наступним: якщо попередній біт є 0, то алфавіт даних для даного біта змінюється порівняно з тим, що був у попередньому біті, тобто, якщо це був  $\{0, +1\}$  для попередньої послідовності, то він стане  $\{0, -1\}$  для цієї, і навпаки. З іншого боку, якщо попередній біт був +1 чи -1, алфавіт даних залишається незмінним, тобто якщо це був  $\{0, +1\}$  для попередньої послідовності, то він і надалі буде  $\{0, +1\}$ .

В ранній концепції SOQPSK прямокутний імпульс, тривалістю еквівалентною періоду біта використовувався як частотний відгук  $g(t)$ . В такому випадку можна подумати, що SOQPSK нагадує

MSK; однак, нагадаємо, що для MSK алфавіт даних є фіксованим  $\{-1,+1\}$ , в той час, як для SOQPSK він змінюється між  $\{0,-1\}$  та  $\{0,+1\}$ . Тобто, там де на інтервалі одного біта фаза MSK (маніпуляція з мінімальним зсувом) може змінюватись лінійно вгору або вниз, фаза SOQPSK може залишатись стаціонарною. В наслідок цього, фазова SOQPSK буде незмінною на бітових інтервалах  $\alpha_i = 0$ . Оскільки власне для OQPSK фазова решітка буде мати лише плато (ніяких лінійних змін), тоді, з цієї точки зору, SOQPSK з прямокутним частотним відгуком можна розглядати, як гібрид OQPSK та MSK.

В [8] представлені два варіанти SOQPSK, що називаються SOQPSK-A і SOQPSK-B, на основі форм частотних відгуків, що являють собою різні модифікації частотного відгуку фільтра типу косинус на п'єдесталі. Модифікація полягає в прикладанні в часовій шкалі вікно типу косинус на п'єдесталі до описаного вище частотного відгуку, що сам по собі має безкінечну довжину (від  $-\infty$  до  $+\infty$ ). Отже, [8]

$$g(t) = g_1(t) g_2(t), \quad (2)$$

де

$$g_1(t) = \frac{A \cos \pi \alpha B t / T_s \sin \pi B t / T_s}{1 - 4(\alpha B t / T_s)^2 \pi B t / T_s}, \quad (3)$$

$$g_2(t) = \begin{cases} 1, & \left| \frac{t}{T_s} \right| \leq T_1 \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \frac{\pi \left( \left| \frac{t}{T_s} \right| - T_1 \right)}{T_2}, & T_1 < \left| \frac{t}{T_s} \right| \leq T_1 + T_2 \\ 0, & \left| \frac{t}{T_s} \right| > T_1 + T_2 \end{cases}$$

В (3)  $g_1(t)$  є імпульсним частотним відгуком фільтра типу косинуса на п'єдесталі з амплітудою  $A$ , дробовим коефіцієнтом зкруглення,  $\alpha$  та додатковим масштабуючим по часу коефіцієнтом  $B$ , і  $g_2(t)$  є вище згаданою віконною функцією, що обмежує тривалість  $g(t)$  до  $2(T_1 + T_2)T_s$ , де  $T_1, T_2$  - певні коефіцієнти сума яких рівна цілому числу більшому за 1. Значення параметрів (3) що визначають SOQPSK-A, SOQPSK-B та SOQPSK-TG приведені в таблиці нижче [10].

Таблиця 1.

**Значення параметрів, що визначають тип SOQPSK сигналу**

Параметр	SOQPSK-A	SOQPSK-B	SOQPSK-TG
$\alpha$	1	0,5	0,7
$B$	1,35	1,45	1,25
$T_1$	1,4	2,8	1,5
$T_2$	0,6	1,2	0,5

Отже, SOQPSK є трійковою CPM модуляцією з індексом модуляції  $h = 1/2$ . IRIG 106 версія, відома як SOQPSK-TG є варіантом з частковим відгуком версії SOQPSK з повним відгуком визначеною військовим стандартом для НВЧ супутникових комунікацій MIL-STD 188-181.

### Модель передавача

В загальному, модель передавача складається з так званого прекодера – двійково-трійкового перетворювача, формуючого фільтра та модулятора. Загальний вид моделі прекодера представлено на рис.1.

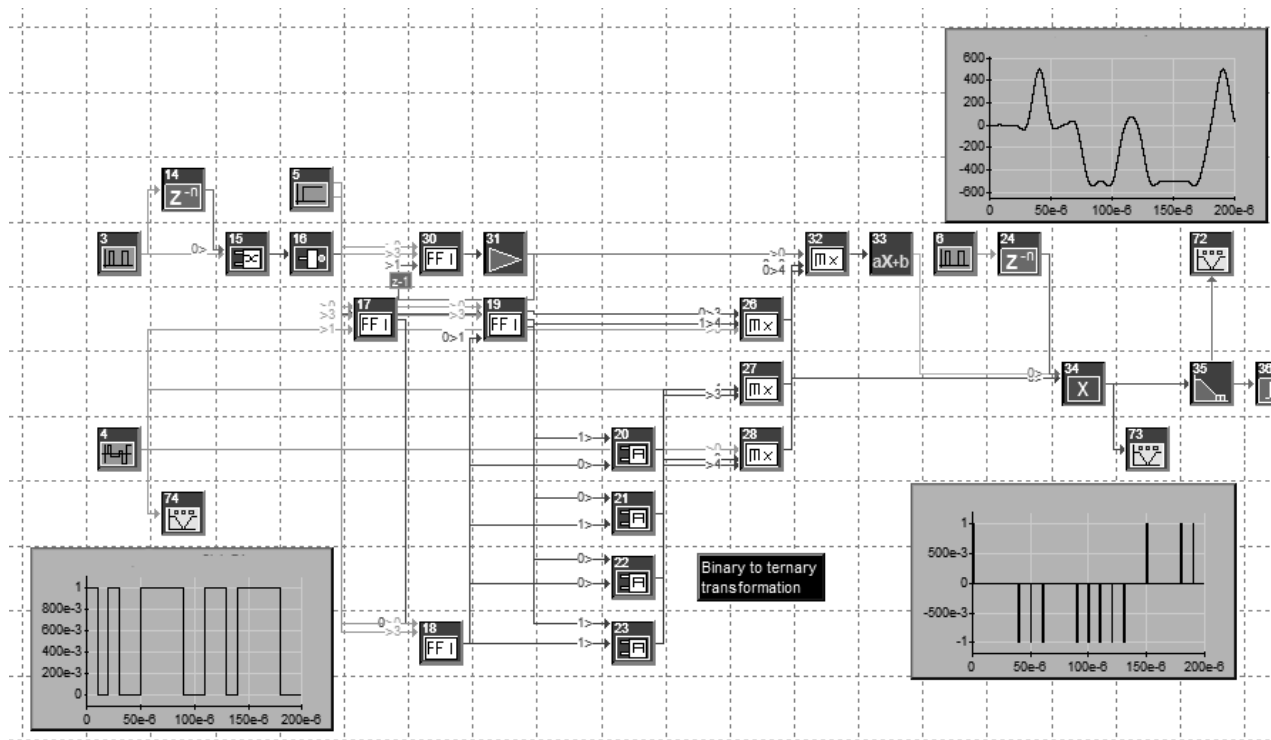


Рис. 1. Загальний вид моделі прекодера

Саму модель прекодера можна розбити на наступні частини:

- Тактовий генератор та детектор фронтів.
- Подільник частоти на 2 (генератор сигналу парних/непарних бітів).
- Д тригери (комірки пам'яті) для запам'ятовування поточного та двох попередніх станів.
- Логічні елементи.
- Мультиплектори.
- Арифметичний блок множення на 2, блок перемноження, та блок виділення дельта-імпульсів.

Наростаючі фронти тактового генератора виділяються за допомогою детектора фронтів реалізованого з використанням затримки та логічного елемента (логічної таблиці). Далі за допомогою подільника частоти на 2, реалізованого на Д тригері реалізується генератор парних/непарних бітів. Також, сигнал з виходу детектора фронтів поступає на входи інших двох Д тригерів з'єднаних послідовно. В ці тригери записуються дані, що в даній моделі поступають з генератора випадкових значень (імітатора вхідних даних, блок 4 на рис.1). Таким чином в цій системі одночасно є відомі поточне та два попередніх значення вхідних даних, що необхідні для перетворення вхідного потоку даних з двійкової системи числення в трійкову. За допомогою логічних елементів та мультиплексорів здійснюються операції (1). Сигнали на виході мультиплексорів вказують на те, яким є значення прекодованого сигналу в трійковій системі (0 чи 1, знак + чи -), і в залежності від того який зараз біт на вході (парний чи непарний), вибирається відповідний вихід мультиплексора. Щоб завершити перетворення використовуються арифметичний блок та блок перемноження. Далі з отриманого сигналу виділяються дельта імпульси, що далі поступають на вхід формуючого фільтра.

Найближчим варіантом фільтра описаного в стандарті IRIG106 є фільтр типу косинус на п'єдесталі. Однак, в приймально-передавальній апаратурі використовуються однакові фільтри як зі

сторони передавача так і зі сторони приймача. Тому, на практиці використовуються фільтри типу корінь з косинуса на п'єдесталі [11].

Проте, стандарт IRIG 106 не надає опису приймальної частини. Тому, було вирішено змодельовати систему з двома варіантами фільтрів: фільтр типу косинус на п'єдесталі та типу корінь із косинуса на п'єдесталі.

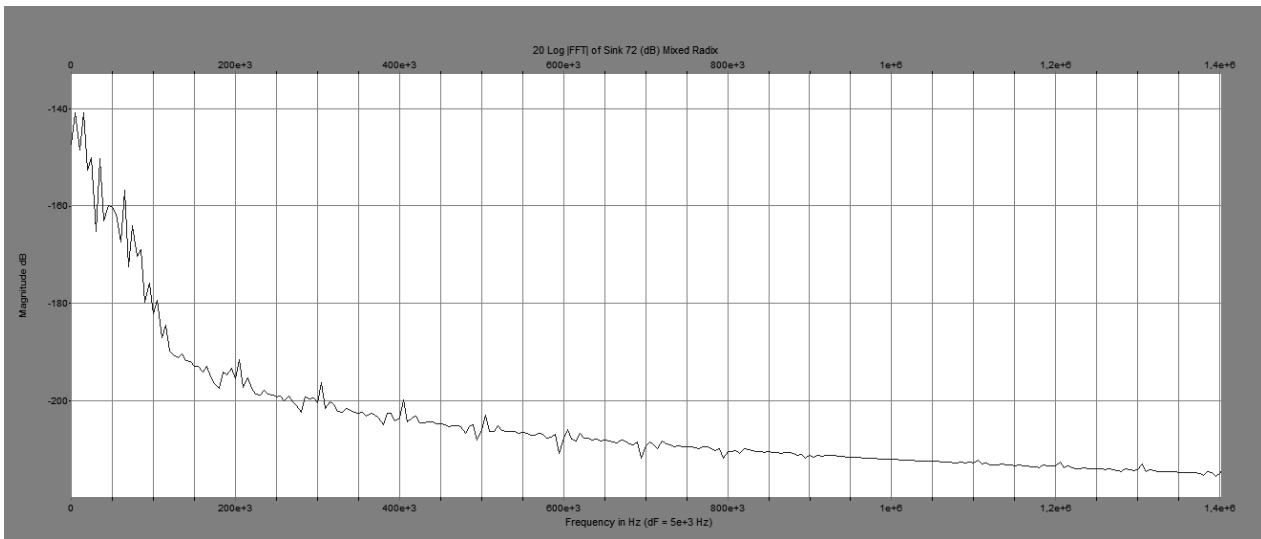


Рис. 2. Спектр сигналу на виході фільтра типу косинус на п'єдесталі

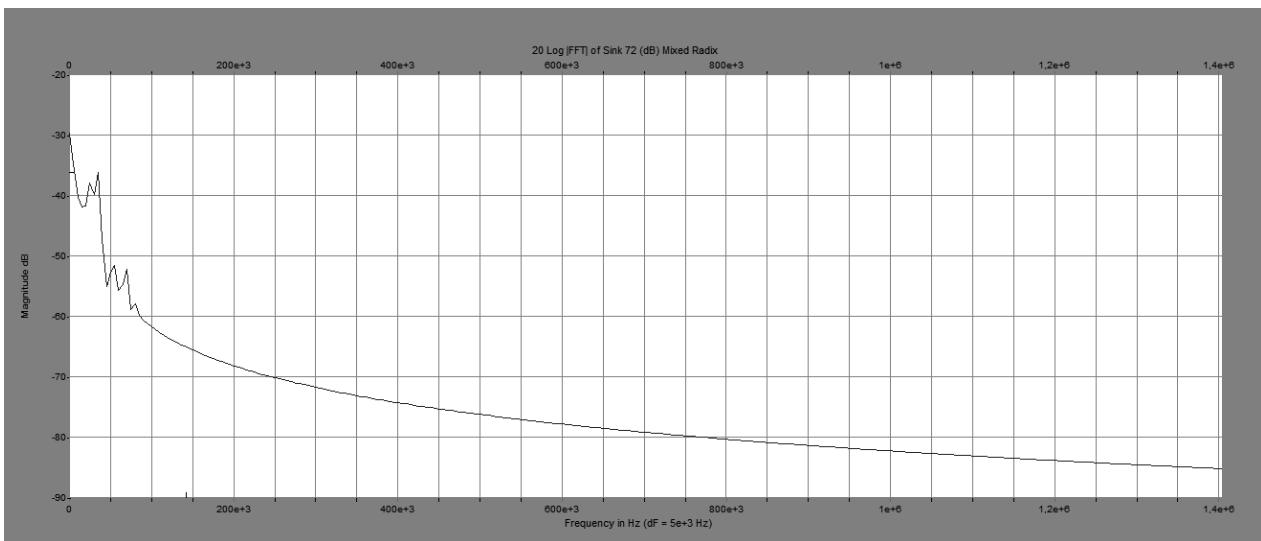


Рис. 3. Спектр сигналу на виході фільтра типу корінь із косинуса на п'єдесталі

Після фільтрації дельта імпульсів сигнал поступає на інтегратор, на виході якого отримуємо сигнал, що відповідає закону зміни фази  $\phi(t)$ . Після цього сигнал проходить масштабування, таким чином, що зміна фази на 90 градусів буде рівна зміні сигналу по амплітуді на  $\pi/2$  вольт, тобто:  $3,14/2=1,57V$ . Далі береться синус (квадратурна або Q-складова) та косинус (синфазна або I-складова) від закону зміни фази. Косинусна складова перемножується на косинусоїдальний сигнал несучої частоти (в даній моделі це  $f_{carrier}=1MГц$ ), а синусна на мінус синусоїдальний сигнал несучої частоти. Для отримання модульованого сигналу отримані добутки сумуються. Для імітації AWGN каналу (каналу з адитивним білим гаусівським шумом) на це й же суматор подається білий гаусівський шум.

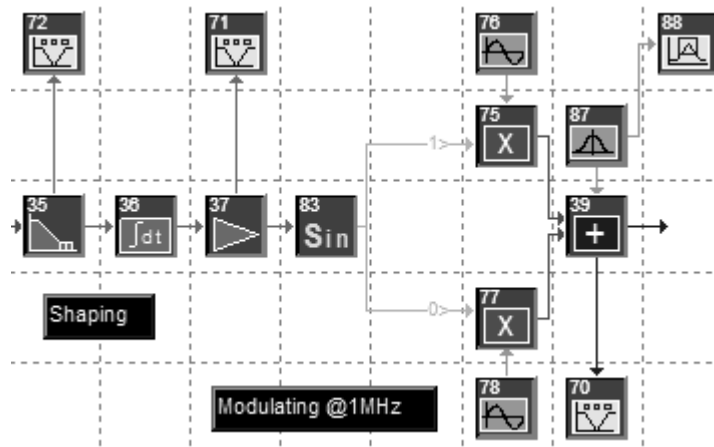


Рис. 4. Загальний вид модулятора

Математично, процес модуляції можна описати:

$$\phi(t) = \int s(t) dt, \quad (4)$$

$$S_{SQPSK}(t) = \cos(\phi(t))\cos(2\pi f_{carrier}t) - \sin(\phi(t))\sin(2\pi f_{carrier}t) = \cos(2\pi f_{carrier}t + \phi(t)) \quad (5)$$

### Висновки

Необхідність створення нових систем телеметрії сприяє пошуку нових, більш ефективних способів модуляції. Створені стандарти описують можливі види сигналів та їх параметри. Проте ці стандарти не до кінця описують методи та способи генерування цих сигналів. В рамках роботи по створенню моделі передавача SOQPSK сигналів було розроблено схему для перетворення двійкових послідовностей з алфавітом  $\{-1, +1\}$  в трійкові послідовності з алфавітом  $\{-1, 0, +1\}$ . Створена модель дозволяє досліджувати вплив зміни параметрів її окремих блоків на систему в цілому, а також з легкістю вносити ці зміни. Також, важливим є те, що дану модель можна практично реалізувати, шляхом перенесення її на ПЛІС, які для цього мають достатньо велику бібліотеку стандартних блоків та систем.

1. K. Feher et al., U.S. patents: 4,567,602; 4,339,724; 4,644,565; 5,784,402; 5,491,457. Canadian patents: 1,211,517; 1,130,871; 1,265,851.
2. K. Feher, *Wireless Digital Communications: Modulation and Spread Spectrum Applications*, Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1995.
3. K. Feher, *Digital Communications: Satellite/Earth Station Engineering*, Littleton, Colorado: Crestone Engineering, 1996.
4. W. L. Martin, T.-Y. Yan, and L. V. Lam, "CCSDS-SFCG: Efficient modulation methods study at NASA/JPL, Phase 3: End-to end performance," *Proceedings of the SFGC Meeting, Galveston, Texas, September 16–25, 1997*.
5. M. C. Austin and M. V. Chang, "Quadrature overlapped raised-cosine modulation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, no. 3, pp. 237–249, March 1981.
6. M. K. Simon and T.-Y. Yan, "Cross-correlated trellis coded quadrature modulation," patent filed October 5, 1999.
7. M. K. Simon, P. Arabshahi, and M. Srinivasan, "Trellis-coded quadrature phase shift keying (QPSK) with variable overlapped raised-cosine pulse shaping," *Telecommunications and Mission Operations Progress Report 42-136*, vol. October–December 1998, February 15, 1999.
8. T. J. Hill, "An enhanced, constant envelope, interoperable shaped offset QPSK (SOQPSK) waveform for improved spectral efficiency," *International Telemetry Conference, San Diego, California, October 23–26, 2000*.
9. M. Geoghegan, "Implementation and performance results for trellis detection of SOQPSK," to be presented at *International Telemetry Conference 2001, Las Vegas, Nevada, October 22–25, 2001*.
10. <http://www.irig106.org>
11. Proakis J., *Digital Communications (3rd ed.)*, McGraw-Hill Inc., 1995