

BINARY PHAZE MANIPULATED SIGNAL

Zhivko V. Zhivkov

*National Military University „Vasil Levski”,
Faculty “Artillery, air defence and communication information systems”
j.v.j@abv.bg*

Abstract: *Display and evaluation of maximum lobes of the autocorrelation function of the binary, periodic, phase manipulated signals*

Keywords: *complex signal, binary phase management signal, autocorrelation.*

БИНАРЕН ФАЗОВО МАНИПУЛИРАН СИГНАЛ

Живко В. Живков

*Национален военен университет „Васил Левски”,
Факултет „Артилерия, противовъздушна отбрана и комуникационни
и информационни системи”
j.v.j@abv.bg*

Увод

Бурното развитие на технологиите по време и след на края на Втората световна война довежда до идеята за използване на сложни сигнали в радиолокационната техника. Разработването и въвеждането на полупроводникови прибори и повишаването на тяхното бързодействие позволява през седемдесетте години на миналия век да бъдат изпитани първите радиолокационни станции, използващи сложни радиолокационни сигнали.

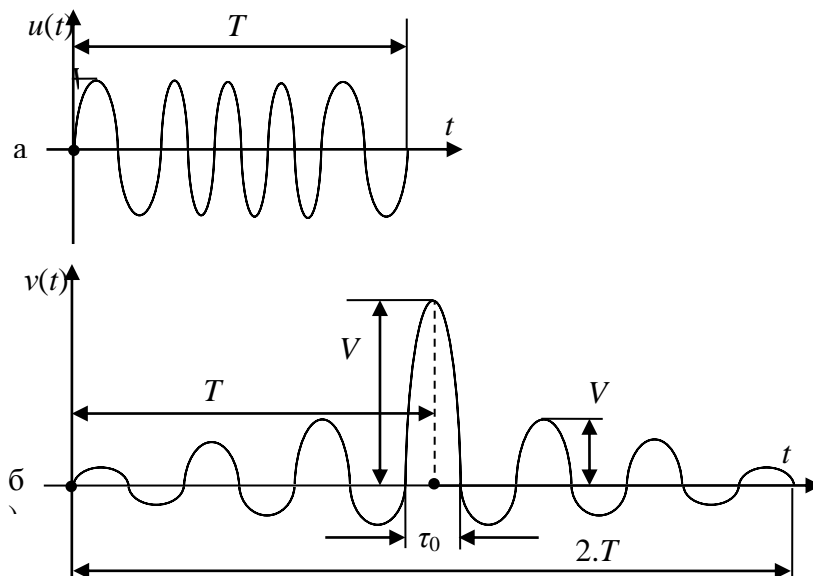
Основно предимство на сложните радиолокационни сигнали е „свиването“ на автокорелационната характеристика на сигнала, което води до увеличаване на точността на определяне на координатите на радиолокационната цел (Фиг. 1), което е особено важно за радиолокационните системи.

Както се вижда, автокорелационната характеристика има основен с продължителност τ_0 и странични листи с продължителност $T - \tau_0 / 2$. Общата продължителност на автокорелационната характеристика остава равна на двойната продължителност на сондиращия импулс.

Това обуславя търсенето на сложни радиолокационни сигнали, характеризиращи се с ниски, или нулеви в идеалния случай, нива на страничните листи на автокорелационната характеристика.

През втората половина на миналия век започва бурно търсене на такива сигнали с цел подобряване на работата на различни видове комуникационни устройства.

В радиолокацията, в частност, усилията са насочени към разработването на такива сигнали, които да имат възможно най-тесен основен лист (респективно с най-малка продължителност) с цел намаляване на грешката при определяне на разстоянието. Същевременно е необходимо нивата на страничните листи да бъдат колкото се може по-малки за да се намалят смущенията.



Фиг. 1. Общ вид на сложен сигнал след свиването му в приемника.

- а) сигнал на входа на приемника;
- б) сигнал на изхода на приемника.

V – ниво на основния лист на автокорелационната характеристика;

V_{max} – максимално ниво на страничните листи на автокорелационната характеристика.

1. Предимства на сложните радиолокационни сигнали

Освен горепосоченото свойство, сложните радиолокационни сигнали, притежават и редица други предимства пред обикновените, а именно:

- Позволяват пълноценно да се реализират преимуществата на методите за оптимална обработка на сигналите.
- Осигуряват висока шумоустойчивост.
- Позволяват успешна борба с многолъчевото разпространение на радиовълните.
- Осигуряват едновременна работа на много устройства в една честотна лента.
- Системите използващи такива сигнали работят с повишена скритост.
- Осигуряват по-добро използване на спектъра на честотите.

Именно тези предимства на сложните сигнали налага все по-широкото им използване в съвременното, независимо от усложняването на електронната апаратура.

В съвременните комуникационни системи най-голямо приложение намират следните сложни сигнали:

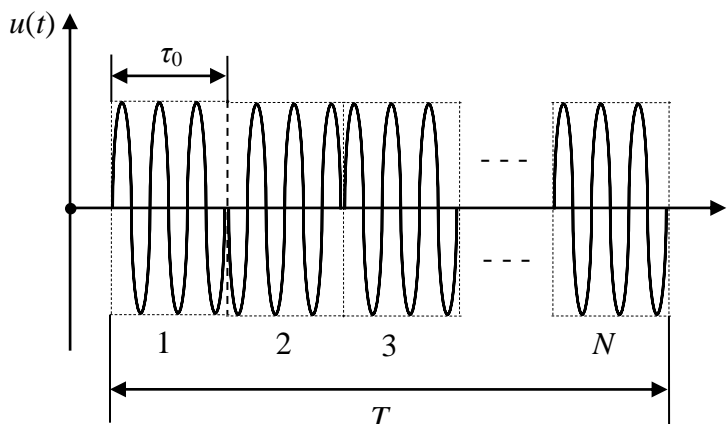
- честотно модулирани (ЧМ) сигнали;
- фазово манипулирани (ФМ) сигнали – direct sequence (DS) complex signals;
- дискретни честотни (ДЧ), наричани още “честотно манипулирани”, сигнали – frequency hopping (FH) complex signals;
- дискретни честотни съставни (ДЧС) сигнали – frequency hopping-direct sequence (FH-DS) complex signals; frequency hopping- frequency hopping (FH-FH) complex signals.

2. Определяне на нивата на страничните листи на бинарен, фазово манипулиран сигнал

В момента най-голямо приложение намират фазово манипулираните (ФМ) сигнали поради следните предимства:

- осигуряват ниво на шумозащитеност на РЛК, адекватно на съвременните изисквания;
 - генерирането и обработката им са относително по-прости в сравнение с ДЧ и ДЧС сигналите
- Поради тази причина определен интерес представлява определянето на максималните нива на страничните листи на автокорелационната характеристика.

Сложни сигнали, чиято модулация на фазата, кохерентна на непрекъснатата носеща, се извършва в дискретни моменти от време, кратни на интервала на дискретизация τ_0 , се наричат фазово манипулирани сигнали. Обикновено такива сигнали се състоят от правоъгълна обвиваща с продължителност τ_0 , чиято фаза се изменя от импулс към импулс (фиг. 2).



Фиг. 2. Бинарен, фазово манипулиран сигнал

Общият израз на такива сигнали в комплексна форма има вида:

$$(1) \quad S(t) = \sum_{i=0}^{N-1} p_i(t) \cdot \exp\{j(\omega_0 t + \varphi_i)\}$$

където $p_i(t) = p(t - i\tau_0) = \begin{cases} 1, & \text{при } i\tau_0 \leq t \leq (i+1)\tau_0 \\ 0, & \text{при други значения на } t \end{cases}$.

За простота в израз (1) амплитудата на сигнала е приета за 1.

От гледна точка на формирането и обработката, най-прости за реализация са бинарните фазово манипулирани сигнали, при които $\varphi_i = 0, \pi$.

Означавайки $\mu_i = \exp\{j\varphi_i\}$ и отчитайки, че за $\varphi_i = 0, \pi$, $\mu_i = 1, -1$ се получава:

$$(2) \quad S(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i p_i(t) \cdot \exp(j\omega_0 t)$$

Свойствата на бинарните фазово манипулирани сигнали се описват с помощта на код $\mu = \{\mu_i; i = 0, 1, 2, \dots, N-1\}$.

Ако бинарен фазово манипулиран сигнал се излъчва непрекъснато и е вярно съотношението:

$$(3) \quad \mu_{i+kN(\text{mod } N)} = \mu_i$$

то такъв сигнал се периодичен бинарен, фазово манипулиран сигнал.

Функцията на корелация на бинарен фазово манипулиран сигнал се записва във вида:

$$(4) \quad R(\tau, \Omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U(t) U^*(t + \tau) \cdot \exp(-j\Omega t) dt$$

където $U(t) = S(t) \exp(-j\Omega t)$ е комплексната обвиваща на сигнала.

Когато филтърът е съгласуван с един период на сигнала:

$$(5) \quad R(\tau, \Omega) = \int_0^{T_M} U(t) U^*(t + \tau) \cdot \exp(-j\Omega t) dt$$

където T_M е периодът на модулация.

Функцията (5) се нарича периодична функция на корелация. Тя се явява периодична по τ с период T_M .

Замествайки в (5) комплексната обвиваща на сигнала (2), отчитайки свойството на функцията $p_i(t)$ (1) и замествайки $\tau = m \cdot \tau_0$ след интегриране [2] се получава:

$$(6) \quad R(m\tau_0, \Omega) = R_{II}(0, \Omega) \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i \cdot \mu_{i+m} \cdot \exp(-j\Omega i \tau_0)$$

ако $0 \leq \tau \leq N\tau_0$ и $-\infty < \Omega < \infty$, където

$$(7) \quad R_{II}(0, \Omega) = \int_0^{\tau_0} \exp(-j\Omega t) dt$$

Замествайки в (6) $\Omega = 0$, се получава периодичната функция на автокорелация на бинарен фазово манипулиран сигнал, построен на базата на кода μ [3]:

$$(8) \quad R_{\mu}(m) = \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i \cdot \mu_{i+m}$$

Очевидно е, че за тази функция е справедливо неравенството:

$$(9) \quad R_{\mu, max} \geq (\overline{R_{\mu}(m)}), \quad m \neq 0(mod 4),$$

където: $R_{\mu, max}$ – най-големият страничен лист на функцията на автокорелация $R_{\mu}(m)$

$(\overline{R_{\mu}(m)})$ – средно значение на страничните листи на функцията на автокорелация $R_{\mu}(m)$

$$(10) \quad R_{\mu, max} = \max_m \{R_{\mu}(m)\}, \quad m \neq 0(mod 4),$$

$$(11) \quad (\overline{R_{\mu}(m)}) = \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{m=1}^N R_{\mu}(m).$$

Замествайки (10) и (11) в (9) се получава:

$$(12) \quad R_{\mu, max} \geq \frac{1}{N-1} \sum_{m=1}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i \cdot \mu_{i+m} = \frac{1}{N-1} \left(\sum_{m=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i \cdot \mu_{i+m} - N \right) = \frac{1}{N-1} (\chi^2 - N),$$

където:

$$(13) \quad \chi = \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i$$

Долната граница на $R_{\mu, max}$ се получава ако в израз (12) се замени χ^2 с χ_{min}^2 . Тъй като при четно N $\chi_{min}^2 = 0$, а при нечетно N $\chi_{min}^2 = 1$, то търсената оценка е:

$$(14) \quad R_{\mu, max} \geq \begin{cases} -\frac{N}{N-1}, & \text{при } N - \text{четно} \\ -1, & \text{при } N - \text{нечетно} \end{cases}$$

Всяко N може да се представи чрез две сравнения:

$$(15) \quad \text{за четно } N: N = 0(mod 4), N = 2(mod 4)$$

$$(16) \quad \text{за нечетно } N: N = 1(mod 4), N = 3(mod 4)$$

Като се отчетат (15) и (16) неравенство (14) придобива вида:

$$(17) \quad R_{\mu, max} \geq \begin{cases} 0, & \text{ако } N = 0(mod 4) \\ -1, & \text{ако } N = 1(mod 4) \\ -2, & \text{ако } N = 2(mod 4) \\ -1, & \text{ако } N = 3(mod 4) \end{cases}$$

Както се вижда от изложеното бинарните фазово манипулирани сигнали притежават потенциал за подобряване на работата на радиолокационните устройства въпреки известното затрудняване на техническата реализация.

Заключение

От направения анализ се налагат следните основни изводи:

- бинарните, фазовоманипулирани сигнали са с най-лесна техническа реализация;
- при синтезирането на бинарни фазовоманипулирани сигнали се получава автокорелационната функция може да има три нива на страничните листи в зависимост от броя (N) на изграждащите го подимпулси;
- на настоящия етап няма разработен математически апарат за синтезиране на импулсни, фазовоманипулирани сигнали, поради което се търсят методи за разработване на непрекъснати такива и след това се анализират получените от тях импулсни последователности.

На настоящия етап са разработени редица методи за получаване на бинарни, фазовоманипулирани сигнали – методите на Лежандр, Хол, Якоби и др.

Разработен е и съответния математически апарат за синтезиране на филтри за подтискане на страничните листи на автокорелационната функция.

Усилията са насочени към изследването и откриването на такива сигнали, които да имат колкото се може по-добри характеристики.

Развитието на изчислителната техника позволява синтези и анализа на фазовоманипулирани сигнали, съдържащи все по-голям брой изграждащи подимпулси (N), което подобрява точността и скритостта на работата на радиолокационните устройства.

Известна пречка пред използване на такива сигнали в комуникационната техника се явява малкото им информационно натоварване (един импулс носи 1 bit информация), но с увеличаването на скоростта на работа, намаляването на продължителността на импулса и увеличаването на носещата честота, този недостатък може да бъде в значителна степен намален.

References:

1. Свердлик, М., Б., Оптимальные дискретные сигналы. – М., "Сов. радио", 1975.
 2. Кук, Ч., Бернфельд, М., Радиолокационные сигналы, Пер. с англ. – М., "Сов. радио", 1971.
- Желев, С., Спътникови комуникации, УИ "Е. К. Преславски", Шумен, 2012, ISBN978-954-577-619-9.