

ΕΕ725 - Ειδικά Θέματα Ψηφιακών

Επικοινωνιών

Δημήτρης - Αλέξανδρος Τουμπακάρης

12ο Μάθημα – 25 Μαΐου 2009

Περιεχόμενα Μαθήματος

- Διαμόρφωση OFDM
 - Van Nee & Prasad, Ch.2, Cioffi, Ch. 4

OFDM – Εισαγωγή

- Μέθοδος διαμόρφωσης, αλλά και πολυπλεξίας.
- Μια διαφορετική προσέγγιση στο πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής.
- Τα τελευταία χρόνια χρησιμοποιείται και σε κανάλια τα οποία μοιράζονται πολλοί χρήστες (OFDM (802.11a/g/n) ή OFDMA (802.16d/e/m)).

OFDM – Σύντομο Ιστορικό

- Η ιδέα υπήρχε από τα τέλη της δεκαετίας του 1950.
- Πρώτη ευρεσιτεχνία OFDM: 1970. Πρόταση για χρήση DFT: 1971 και 1981.
- Περιορισμένη χρήση έως τις αρχές της δεκαετίας του 1990 λόγω δυσκολιών στην υλοποίηση, ιδιαίτερα λόγω αδυναμίας γρήγορης υλοποίησης του DFT με ψηφιακά κυκλώματα.
- Χρήση OFDM στο πρωτόκολλο ADSL T1.413 (DMT) και ETSI DAB (1995), καθώς και DVB-T (1997).

OFDM – Σήμερα

- Χρήση σε ADSL, VDSL2, DVB-T, DVB-H, IEEE 802.11a/g/n (WiFi), IEEE 802.16a/d/e/m (WiMAX), 3GPP-LTE downlink (συστήματα GSM γενιάς 3.75 και 4).
- Πιθανότατα στο εγγύς μέλλον τα περισσότερα εμπορικά συστήματα θα χρησιμοποιούν OFDM/OFDMA.

OFDM – Πλεονεκτήματα

- Σχετικά απλή αντιμετώπιση της διασυβδωκής παρεμβολής που οφείλεται στην πολυδιαδρομική διάδοση (**multipath**) και στις διαλείψεις (**fading**).
- Εάν το κανάλι δε μεταβάλλεται (ή μεταβάλλεται αργά), ο ρυθμός μετάδοσης μπορεί να αυξηθεί με προσαρμογή της μεταδιδόμενης ισχύος στον πομπό (**transmitter power adaptation**) → καλύτερη προσέγγιση της χωρητικότητας καναλιού.
- Σε ασύρματα συστήματα μπορεί να χρησιμοποιηθεί προσρμοστική κωδικοποίηση πιο εύκολα σε σχέση με “παραδοσιακά” συστήματα.
- Μπορεί να αντιμετωπίσει καλά παρεμβολή μικρού εύρους ζώνης (**narrowband interference**).
- Το **OFDM** επιτρέπει τη δημιουργία δικτύων μιας συχρότητας (**single-frequency networks**) είτε με χρήση πρωτοκόλλων τύπου διεκδίκησης (**contention-based**) ή με χρήση **OFDMA**.

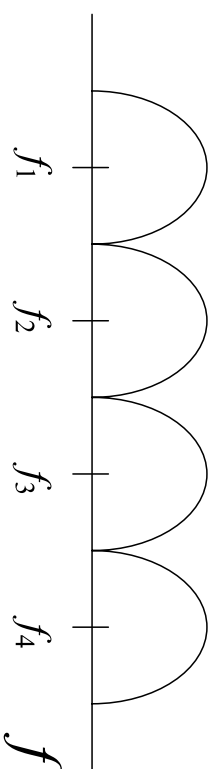
OFDM – Μειονεκτήματα

- Μεγαλύτερη ευαισθησία στην απόκλιση συχνότητας φέρονσας (Carrier Frequency Offset)
- Σχετικά μεγάλος λόγος Μέγιστης προς Μέσης ισχύος (Peak-to-Average Ratio – PAR).
- “Μπλοκ” λειτουργία λόγω DFT (καθυστέρηση, αραίωση σε μνήμη).
- Πολυπλοκότητα DFT. Γενικά, δεν αποτελεί, πλέον, μεγάλο πρόβλημα.

OFDM – Η βασική ιδέα

- Εάν ο ρυθμός μετάδοσης αυξηθεί μειώνοντας την απόσταση μεταξύ των κυματομορφών που μεταδίδουμε (ελαττώνοντας, δηλαδή, την περίοδο T_s μεταξύ διαδοχικών συμβόλων) η διασυμβολική παρεμβολή αυξάνει (στη γενική περίπτωση).
- Η ιδέα: Εάν χωρίσουμε το διαθέσιμο φάσμα σε περιοχές (γύρω από υποφέρουσες – **subcarriers**) και μεταδώσουμε γύρω από κάθε υποφέρουσα με μεγαλύτερη περίοδο T'_s , η διασυμβολική παρεμβολή θα είναι μικρότερη (γιατί η μετάδοση σε κάθε περιοχή γίνεται πιο αργά), και, επομένως, η ισοστάθμιση θα είναι απλούστερη.
- Απαιτείται πολυπλεξία στη συχνότητα (**Frequency Division Multiplexing – FDM**).

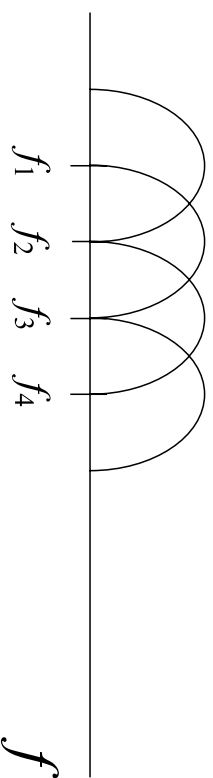
OFDM – Η βασική ιδέα (2)



- Για την υλοποίηση χρειάζονται φίλτρα και αποστάσεις “ασφαλείας” στο φάσμα (ζώνες φύλαξης – **guard bands**). Η υλοποίηση είναι πολύπλοκη και οδηγεί σε απώλεια μέρους του διαθέσιμου φάσματος.

OFDM – Η βασική ιδέα (3)

- Εάν υπάρχει τρόπος η απόσταση των υποφερουσών να ελαττωθεί, τότε μπορούμε να μεταδώσουμε με μεγαλύτερο ρυθμό για δεδομένο εύρος ζώνης (καλύτερη εκμετάλλευση του φάσματος – **spectral efficiency**).



- Οι φασματικές περιοχές (κανάλια) επικαλύπτονται. Υπάρχει τρόπος η διακαταληκή παρεμβολή να είναι μηδενική;
- Θα δούμε ότι αυτό είναι δυνατό με χρήση ορθογώνιων συναρτήσεων → Orthogonal FDΜ (OFDM).

OFDM – Η βασική ιδέα (4)

- Για ένα Γραμμικό, Χρονικά Αμετάβλητο (LTI) σύστημα, γνωρίζουμε ότι οι συναρτήσεις της μορφής $e^{j2\pi f_k t}$ αποτελούν ιδιοσυναρτήσεις (eigenfunctions) του συστήματος.
 - Εάν η είσοδος σε ένα σύστημα $h(t)$ είναι $x(t) = e^{j2\pi f_k t}$, η έξοδος ισούται με $y(t) = H(f_k)e^{j2\pi f_k t}$, όπου $H(f)$ είναι η απόκριση συχνότητας του συστήματος.
 - $H(f_k)$: Η ιδιοτιμή που αντιστοιχεί στην ιδιοσυνάρτηση $e^{j2\pi f_k t}$.
- Επομένως, μπορούμε να μεταδώσουμε N σύμβολα ταυτόχρονα ως εξής:
$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{j2\pi f_n t}.$$
 Στο δέκτη (και δεδομένου ότι το σύστημα είναι γραμμικό)
$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n H(f_n) e^{j2\pi f_n t}.$$

OFDM – Η βασική ιδέα (5)

- Αρκεί να χρησιμοποιήσουμε έναν ισοσταθμιστή σε κάθε συχνότητα f_n . Ο ισοσταθμιστής είναι πολύ απλός: Πολλαπλασιασμός με $H^*(f_n)/|H(f_n)|^2$ (one-tap equalizer).
- Πώς γίνεται αυτό στην πράξη; Θα το δούμε στη συνέχεια.
- Επίσης, οι ιδιοσυναρτήσεις $e^{j2\pi f_k t}$ έχουν άπειρη διάρκεια, επομένως δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν αυτούσιες στην πράξη. Πρέπει να χρησιμοποιηθούν ορθογώνιες συναρτήσεις πεπερασμένης διάρκειας \rightarrow OFDM.

Σήματα **OFDM** στο χρόνο

$$\mathbf{s}(t) = \Re \left\{ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t - t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$\mathbf{s}(t) = 0, \quad t < t_s \text{ και } t > t_s + T$$

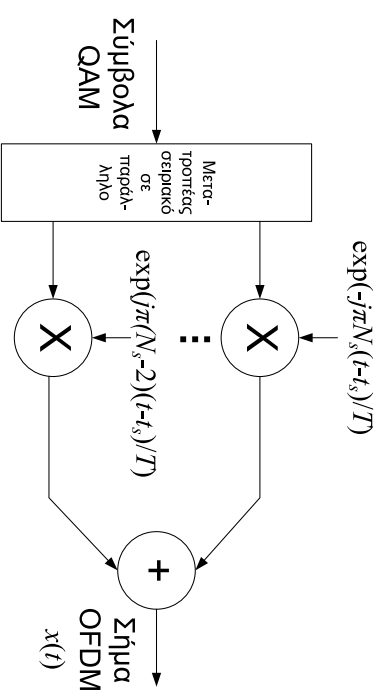
- N : αριθμός υποφερουσών. T : διάρκεια συμβόλου **OFDM**. f_c : συχνότητα φέρουσας.
 d_i : Σύμβολα στις υποφέρουσες (μικαδικά στη γενική περίπτωση – συνήθως ανήκουν σε αστατισμό **QAM**).
- Το σύμβολο **OFDM** είναι ένα άθροισμα N (μικαδικών) συναρτήσεων της μορφής $\phi_i(t) = \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i\pm 0.5}{T} \right) (t - t_s) \right)$. Αποδεικνύεται ότι οι $\phi_i(t)$ (μετά από κατάλληλη κανονικοποίηση) αποτελούν συναρτήσεις βάσης (θα το δείξουμε σύντομα).
- Παρατηρούμε ότι, αντί να μεταδίδουμε 1 σύμβολο ανά T_s με χρήση όλου του διαθέσιμου φάσματος, δημιουργούμε μια ομάδα N συμβόλων τα οποία μεταδίδονται ταυτόχρονα και ανά T sec. Το κάθε σύμβολο καταλαμβάνει ένα από N κομμάτια του διαθέσιμου φάσματος.

Σήμα OFDM στο χρόνο – Βαθμωπρωτό ισοδύναμο

$$s_{bb}(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t - t_s) \right), \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s_{bb}(t) = 0, \quad t < t_s \text{ και } t > t_s + T$$

- Η συχνότητα κάθε υποφέρουσας είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του $\frac{1}{T}$. Επομένως, κάθε υποφέρουσα έχει ακέραιο αριθμό περιόδων στο διάστημα T (διάκριση του συμβόλου OFDM).



Αποδιαμόρφωση υποφέρουςας

- Αγνοούμε, προς το παρόν, το θόρυβο, και υποθέτουμε κανάλι **AWGN**
- Για να ανακτήσουμε το σύμβολο $d_{k+\frac{N}{2}}$ πολλαπλασιάζουμε με τη $\phi_k^*(t) = \exp(-j2\pi\frac{k}{T}(t-t_s))$ και ολοκληρώνουμε.

$$\int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi\frac{k}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp\left(j2\pi\frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt =$$

$$\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi\frac{i-k}{T}(t-t_s)\right) dt = T d_{k+\frac{N}{2}}.$$

- Επομένως, οι $\frac{1}{\sqrt{T}}\phi_i(t)$ αποτελούν ορθοκανονική βάση.
- Ωστόσο, ακόμα δεν έχουμε εξετάσει πώς επηρεάζεται η ορθογωνιότητα των $\phi_i(t)$ στην περίπτωση καναλιού με διασυμβολική παρεμβολή.

Σήματα **OFDM** στη συχρότητα

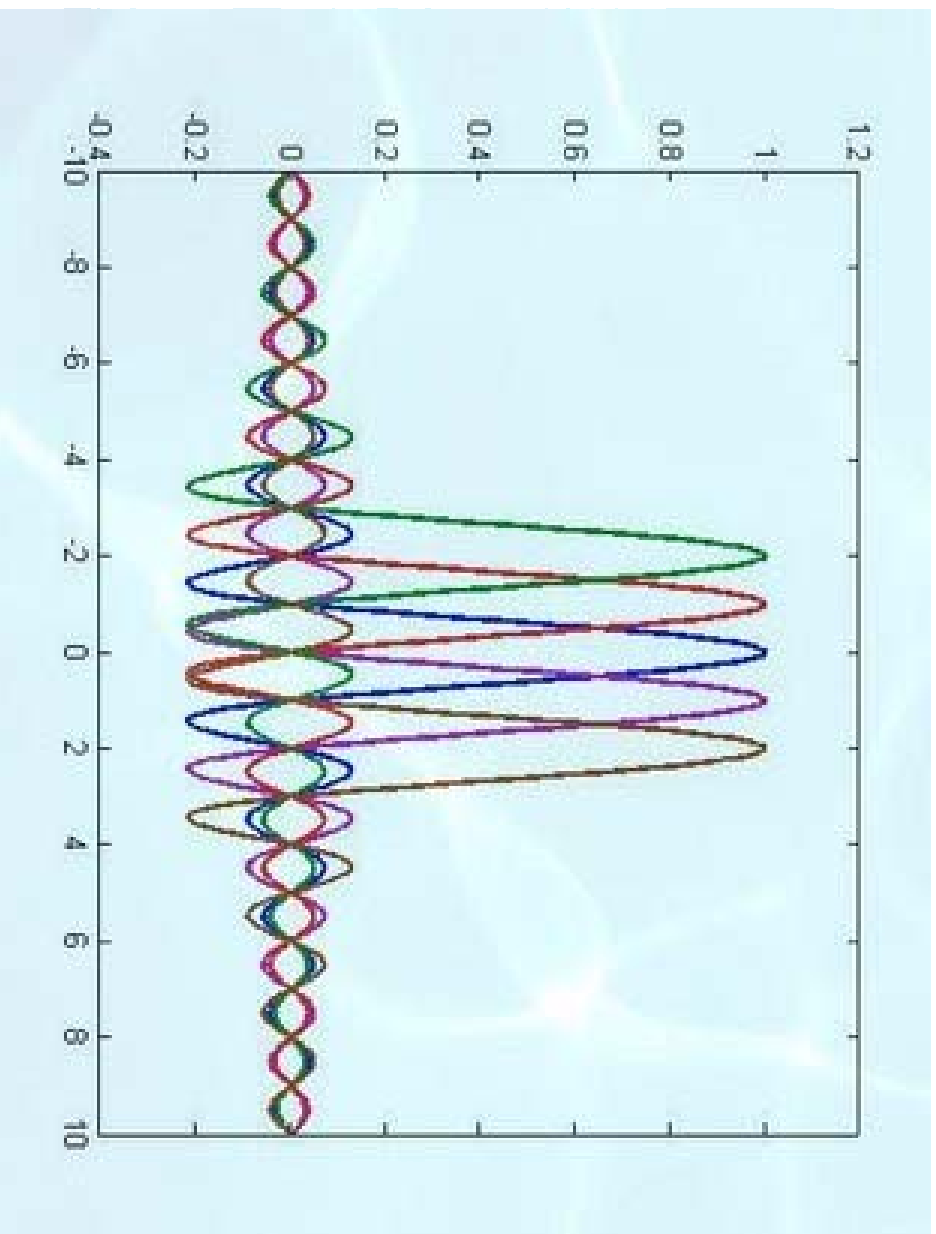
$$s_{bb}(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t - t_s) \right), \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s_{bb}(t) = 0, \quad t < t_s \text{ και } t > t_s + T$$

- Το σύμβολο **OFDM** είναι ένα άθροισμα μιγαδικών εκθετικών συναρτήσεων οι οποίες έχουν περιοριστεί στο διάστημα $[t_s, t_s + T]$.
- Επομένως, στη συχρότητα, είναι ένα άθροισμα συναρτήσεων sinc με κέντρο τις συχρότητες υποφέρουσας $\frac{i}{T}$.

$$S_{bb}(f) = \sqrt{T} \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left(-j2\pi t_s \frac{i}{T} \right) \text{sinc} \left(\left(f - \frac{i}{T} \right) T \right)$$

Σήμα OFDM στη συχνότητα (2)



Σήμα OFDM στη συχνότητα (3)

- Κατά την αποδιαμόρφωση, υπολογίζεται η τιμή του σήματος στις συχνότητες $\frac{i}{T}$. Επειδή τα σήματα όλων των άλλων υποπερυσών στη συχνότητα $\frac{i}{T}$ είναι μηδενικά, μπορεί να ανακτηθεί το σήμα της υποφέρουσας i . Το μόνο άγνωστο σήμα είναι ο θόρυβος.
- Επομένως, σε κανάλια **AWGN** δεν εμφανίζεται διακαναλική παρεμβολή (**Inter-Channel Interference – ICI**), αρκεί ο δέκτης να γνωρίζει επακριβώς τις συχνότητες $\frac{i}{T}$ (το οποίο εξαστάται από το πόσο καλά γνωρίζει τη συχνότητα φέρουσας f_c).
- Παρατηρήστε ότι ικανοποιείται το κριτήριο **Nyquist**, αλλά στη συχνότητα. Δηλαδή, η διακαναλική (και όχι η διασυμβολική) παρεμβολή ισούται με 0.

Σήμα **OFDM** – Αντίστροφος μετασχηματισμός **Fourier**

$$s_{bb}(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t - t_s) \right), \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s_{bb}(t) = 0, \quad t < t_s \text{ και } t > t_s + T$$

- Το σήμα $s_{bb}(t)$ είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός **Fourier** των N συμβόλων d_i , περιορισμένος στο χρονικό διάστημα $[t_s, t_s + T]$.

- Εάν το διάστημα $[t_s, t_s + T]$ χωριστεί σε N δείγματα, $s_{bb}(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t - t_s) \right) \Rightarrow s_{bb}[n] = s \left(t_s + n \frac{T}{N} \right) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left(j2\pi \frac{in}{N} \right)$.

Σήμα **OFDM** – Αντίστροφος μετασχηματισμός **Fourier** (2)

- Εάν το εύρος ζώνης που χρησιμοποιεί το σύστημα δεν υπερβαίνει το $\frac{N}{T}$, τα δείγματα ακροών για την αναπαράσταση του συνεχούς σήματος $s_{bb}(t)$ και το σύμβολο **OFDM** μπορεί να υπολογιστεί με χρήση του αντίστροφου διακριτού μετασχηματισμού Fourier (**Inverse Discrete Fourier Transform – IDFT**):

$$s_{bb}[n] = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j2\pi\frac{in}{N}\right).$$

- Ο **IDFT** (και ο **DFT**) μπορούν να υλοποιηθούν με χρήση του αλγορίθμου **Fast Fourier Transform – FFT**, ο οποίος απαιτεί $N \log_2 N$ πολλαπλασιασμούς (αντί για N^2 της προφανούς υλοποίησης με χρήση του ορισμού).

OFDM σε κανάλια με ISI

- Έστω, τώρα, ότι το κανάλι είναι γραμμικό και χρονικά αμετάβλητο (LTI) με χρονική απόκριση $h(t)$.
- Στην γενική περίπτωση, οι αποκρίσεις πάλμου $p_i(t) = \phi_i(t) * h(t)$ δεν είναι, πλέον, ορθολόγιες. Παρόλο που σε κάθε υποφέρουσα μεταδίδουμε πιο αργά, υπάρχει διασυμβολική παρεμβολή λόγω της πεπερασμένης διάρκειας του συμβόλου OFDM.
- Μια λύση: Υπολογισμός νέων συναρτήσεων $\phi_i(t)$ ώστε η $q(t) = p(t) * p^*(-t)$ να ικανοποιεί το κριτήριο Nyquist.
 - Πολύπλοκο στη γενική περίπτωση.
 - Απαιτείται γνώση του καναλιού στον πομπό.
 - Απαιτείται επανυπολογισμός των $\phi_i(t)$ κάθε φορά που το κανάλι αλλάζει και κατάλληλη αρχιτεκτονική συστήματος για την προσαρμογή στις νέες $\phi_i(t)$.
- Η λύση που εφαρμόζεται στο OFDM: Χρήση Κυκλικού Προθέματος (Cyclic Prefix – CP).

Κυκλικό Πρόθεμα – Cyclic Prefix

- Έστω ότι η κρουστική απόκριση του καναλιού έχει μήκος L sec (ή ότι το εύρος καυστήρησης (**delay spread**) ισούται με L στα κανάλια με διαλείψεις).
- Το σύμβολο επεκτείνεται από T σε $T + T_{CP}$ sec ως εξής: Τα τελευταία T_{CP} sec του αρχικού συμβόλου αντιγράφονται στην αρχή του αρχικού συμβόλου. Δηλαδή, προστίθεται ένα κυκλικό πρόθεμα.

$$s_{bb}(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp\left(j2\pi\frac{i}{T}(t - t_s - T_{CP})\right), \quad t_s \leq t \leq t_s + T + T_{CP}$$

$$s_{bb}(t) = 0, \quad t < t_s \text{ και } t > t_s + T + T_{CP}$$

- Όπως θα δείξουμε, η χρήση κυκλικού προθέματος εξασφαλίζει την ορθογωνιότητα των υποπερουσών (αρκεί $T_{CP} \geq L$).
- Το τίμημα: Απαιτείται $\frac{T_{CP}}{T}$ περισσότερη ενέργεια για τη μετάδοση. Επίσης, ο ρυθμός μετάδοσης μειώνεται σε $\frac{T}{T+T_{CP}}$ του αρχικού.

Αποδιαμόρφωση σήματος **OFDM** με κυκλικό πρόθεμα

- Έστω ότι η κρουστική απόκριση του καναλιού έχει τη μορφή $h(t) = \delta(t) + \alpha\delta(t + \tau)$, $\tau < T_{CP}$.
- Στον αποδιαμορφωτή,

$$\int_{t_s+T_{CP}}^{t_s+T+T_{CP}} \exp\left(-j2\pi\frac{k}{T}(t-t_s-T_{CP})\right) \times$$

$$\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \left\{ \exp\left(j2\pi\frac{i}{T}(t-t_s-T_{CP})\right) + \alpha \exp\left(j2\pi\frac{i}{T}(t-t_s-T_{CP}-\tau)\right) \right\} dt =$$

$$T d_{k+\frac{N}{2}} + \alpha \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \int_{t_s+T_{CP}}^{t_s+T+T_{CP}} \exp\left(j2\pi\frac{i-k}{T}(t-t_s-T_{CP}) - j2\pi\frac{k\tau}{T}\right) dt$$

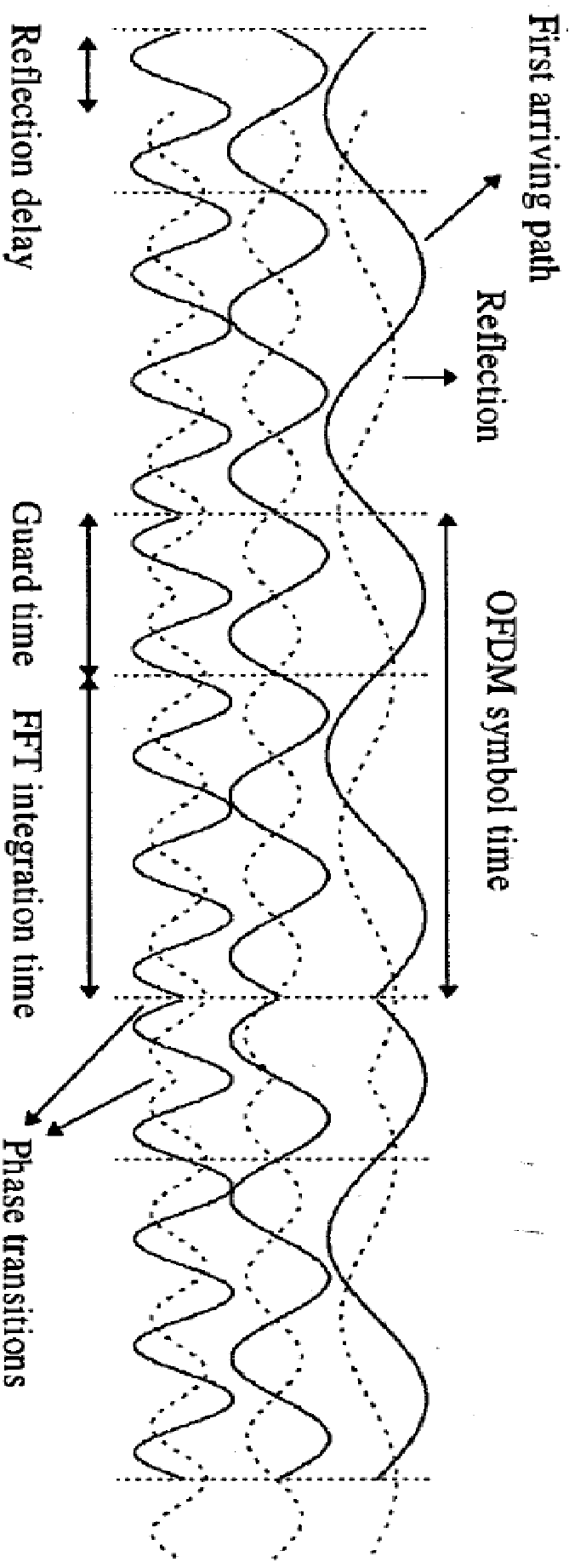
Αποδιαμόρφωση σήματος **OFDM** με κυκλικό πρόθεμα (2)

- Επομένως, στην έξοδο του αποδιαμορφωτή, $Td_{k+\frac{N}{2}} + \alpha Td_{k+\frac{N}{2}} \exp(-j2\pi\frac{kt}{T}) = Td_{k+\frac{N}{2}} (1 + \alpha \exp(-j2\pi\frac{kt}{T}))$
- Τα παραπάνω μπορούν να γενικευτούν για $h(t) = \sum \alpha_i \delta(t - \tau_i)$. Η έξοδος $y(t)$ σε κάθε υποφέρουσα k ισούται με $y(t) = Td_{k+\frac{N}{2}} H(\frac{k}{T})$.
- Παρόλο που το κανάλι έχει διασυμβολική παρεμβολή, η έξοδος του αποδιαμορφωτή της υποφέρουσας k εξαρτάται μόνο από το σήμα που μεταδόθηκε στην υποφέρουσα k , καθώς και από την απόκριση συχνότητας του καναλιού στη συχνότητα $\frac{k}{T}$. Επίσης, επειδή η ολοκλήρωση αρχίζει τη χρονική στιγμή $t_s + T_{CP} \geq t_s + L$ και τελειώνει πριν την αρχή του επόμενου συμβόλου **OFDM**, τα d_i που μεταδίδονται από τα προηγούμενα και τα επόμενα σύμβολα **OFDM** δεν παρεμβάλλονται στο αποδιαμορφωθέν σήμα.

Αποδιαμόρφωση σήματος **OFDM** με κυκλικό πρόθεμα (3)

- Συνεπώς, η χρήση κυκλικού προθέματος κατάλληλου μήκους οδηγεί στην εξάλειψη του **ISI** και του **ICI**. Όλα αυτά, όμως, υπό την προϋπόθεση ότι $T_{CP} \geq L = \tau_{\max} - \tau_{\min}$.
- Προκειμένου να ανακτήσουμε τα $d_{k+\frac{N}{2}}$ αρκεί να πολλαπλασιάσουμε με $H^*(k/T) / |H(k/T)|^2$ στην έξοδο του αποδιαμορφωτή (one-tap frequency equalization - FEQ)

Αποδιαμόρφωση σήματος OFDM με κυκλικό πρόθεμα (4)



(Σχήμα από Van Nee & Prasad)

Ανακεφαλαίωση – Συμπεράσματα – Παρατηρήσεις

- Στέλνουμε N σήματα σε χρόνο $T + T_{CP}$ ($T = 1/f_0$ είναι το εύρος ζώνης κάθε υποφέρουσας).
- Το συνολικό φάσμα που χρησιμοποιείται είναι της τάξης των $N/T = Nf_0$.
- Το κυκλικό πρόθεμα κοστίζει σε χρόνο (χρησιμοποιούμε $T + T_{CP}$ αντί για T) και σε ενέργεια (χρησιμοποιούμε $(T + T_{CP})\bar{P}$ αντί για $T\bar{P}$ για N σύμβολα).
- Σύγκριση με συστήματα απλής φέρουσας (“single carrier” – SC) σε κανάλι AWGN ($T_{CP} = 0$).
 - SC: 1 σύμβολο διάρκειας $\sim T/N$. Χρήση εύρους ζώνης $\sim N/T$ για κάθε σύμβολο (όλο το διαθέσιμο φάσμα).
 - OFDM: N σύμβολα διάρκειας T (χρήση όλου του διαθέσιμου χρόνου). Χρήση εύρους ζώνης της τάξης T/N .
 - Εάν θεωρήσουμε μια ομάδα N συμβόλων, το συνολικό φάσμα που χρησιμοποιούμε και στις δύο περιπτώσεις είναι N/T . Επίσης, ο συνολικός χρόνος που χρησιμοποιούμε είναι T .

Τι καταφέρουμε;

- Στέλνουμε d_n , $n = 0, 1, \dots, N - 1$. Λαμβάνουμε $H_n d_n + w_n$, όπου το H_n εξαρτάται μόνο από το κανάλι στη συχνότητα n/T (w_n είναι ο θόρυβος) \rightarrow σημαντική απλοποίηση του ισοσταθμιστή δέκτη.
- Ευκολότερη προσαρμογή (adaptation) δέκτη. Καθώς το κανάλι αλλάζει, αρκεί να μεταβάλλουμε τον ισοσταθμιστή (δηλαδή το $H_n^*/|H_n|^2$) σε κάθε υποφέρουσα. Αυτό είναι πολύ απλούστερο σε σχέση με τη χρήση προσαρμοστικού DFE σε συστήματα απλής φέρονσας.
- Ευκολότερη χρήση βέλτιστης κατανομής ισχύος στον πομπό όταν αυτός γνωρίζει το κανάλι (περισσότερα στη συνέχεια).
- Επίσης, το OFDM επεκτείνεται εύκολα σε σύστημα πρόσβασης πολλών χρηστών (OFDMA: IEEE802.16d/e, 3GPP-LTE).
- Φυσικά, το κόστος είναι ο FFT/IFFT (αν και το κόστος υλοποίησης συνεχώς ελαττώνεται), αυξημένη ευαισθησία σε απόκλιση συχνότητας φέρονσας, μεγάλο PAR.