

ΕΕΕ725 - Ειδικά Θέματα Ψηφιακών  
Επικοινωνιών

Δημήτρης - Αλέξανδρος Τουμπακάρης  
12ο Μάθημα – 24 Ιανουαρίου 2008

# Περιεχόμενα σημερινού μαθήματος

---

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

## OFDM σε κανάλια με ISI

---

- Έστω, τώρα, ότι το κανάλι είναι γραμμικό και χρονικά αμετάβλητο (LTI) με χρονστική απόκριση  $h(t)$ .
- Στη γενική περίπτωση, οι αποκρίσεις παλμού  $p_i(t) = \phi_i(t) * h(t)$  δεν είναι, πλέον, ορθογώνιες. Παρόλο που σε κάθε υποφέρονα 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 η εξάπλωση καθυστέρησης (**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.

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

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

- 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  $\frac{T}{T+T_{CP}}$ .

## 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,

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

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

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

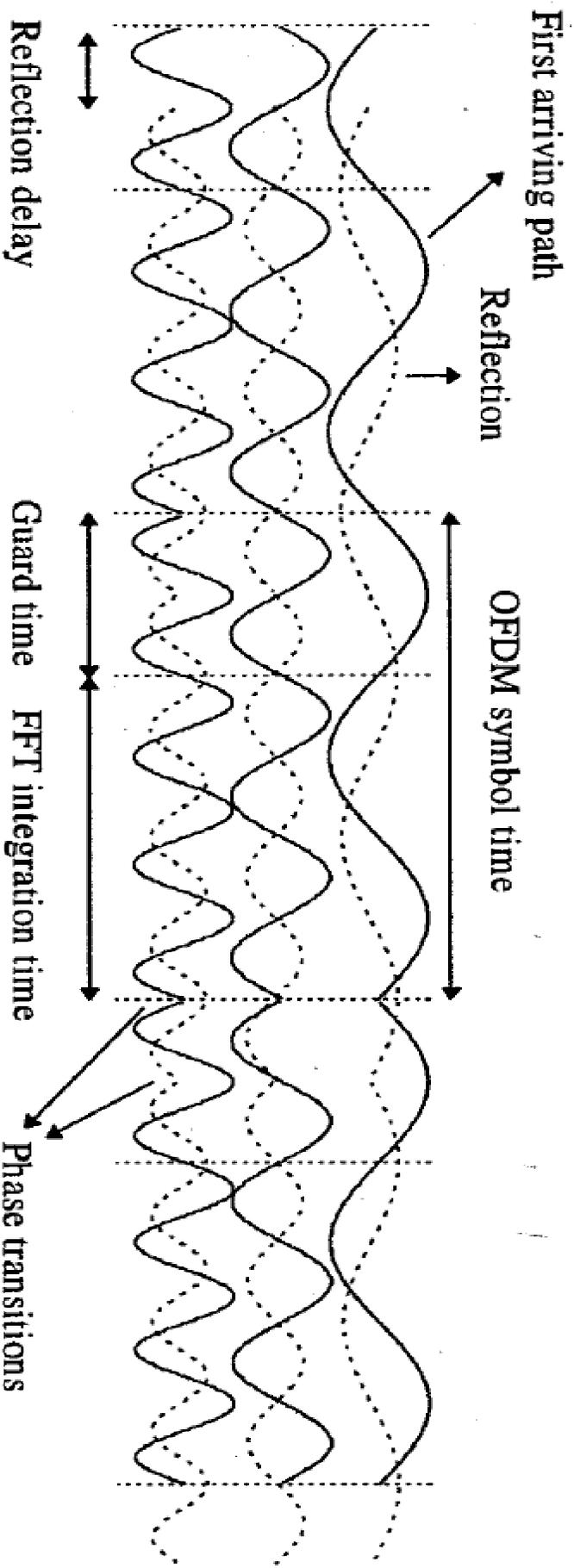
## Αποδιαμόρφωση σήματος **OFDM** με κυκλικό πρόθεμα (2)

---

- 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 την απόκριση συχρότητας του καναλιού στη συχρότητα  $\frac{k}{T}$ . 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.
- Συνεπώς, η χρήση κυκλικού πρόθεματος 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 (3)

---



(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 πρόβλημα 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 μονοκαναλικά συστήματα (“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  $T$ .

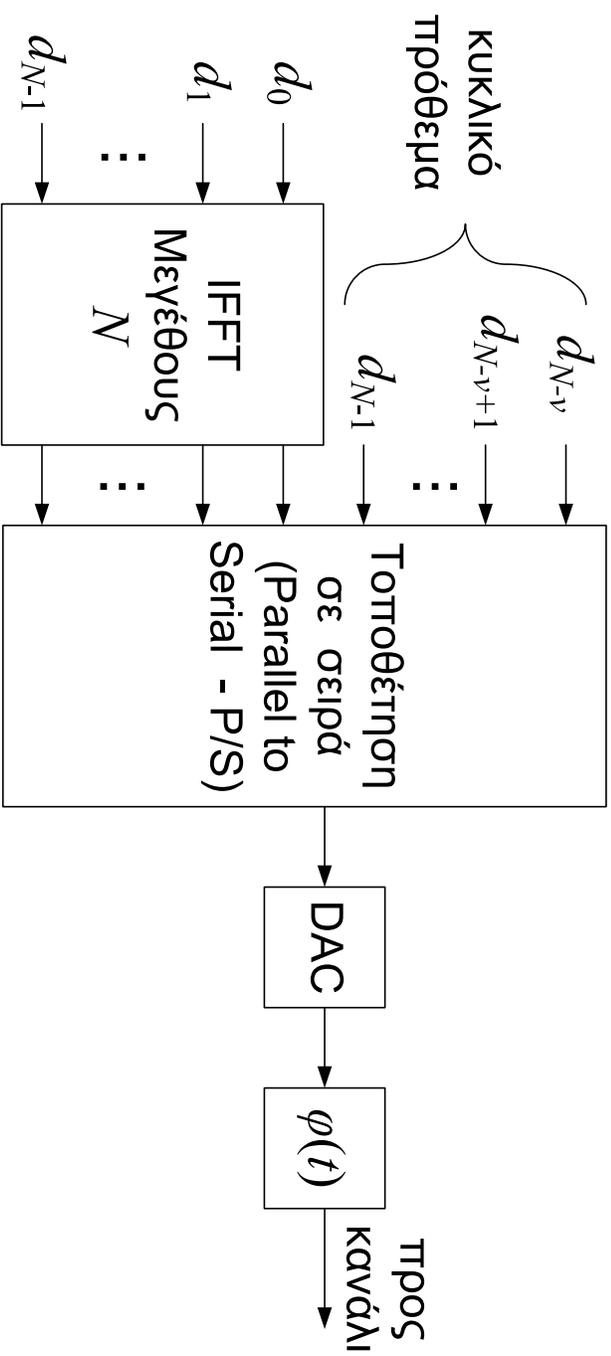
## Τι καταφέρουμε;

---

- 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 μονοκανάλια συστήματα.
- 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 φορέα, μεγάλο **PAR**.

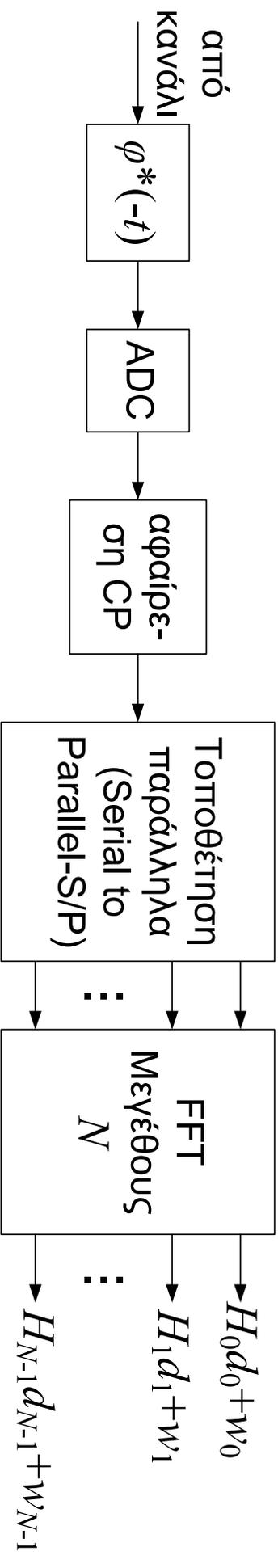
# Αρχιτεκτονική Συστήματος **OFDM** – Πιομπός

---



# Αρχιτεκτονική Συστήματος **OFDM** – Δέκτης

---



## Παρεμβολή σε γειτονικές συχνότητες

---

- Είδαμε ότι το φάσμα ενός μεμονωμένου συμβόλου **OFDM** είναι ένα άθροισμα **sinc** γύρω από τις συχνότητες των υποφερουσών. Επομένως, το φάσμα ενός συμβόλου **OFDM** δεν περιορίζεται μόνο στην περιοχή συχνοτήτων πλάτους  $\frac{N}{T}$ , αλλά εκτείνεται και έξω από αυτήν.
- Παρατηρούμε ότι όσο λιγότερο διαρκεί ένα σύμβολο **OFDM**, όσο στενότερα, δηλαδή, είναι τα **sinc**, τόσο πιο αργά 'πέφτει' το φάσμα του συμβόλου έξω από τις υποφέρειουσες.
- Το φασματικό περιεχόμενο έξω από το βασικό εύρος ζώνης  $\frac{N}{T}$  είναι ακόμη μεγαλύτερο στην πράξη λόγω των διαδοχικών συμβόλων **OFDM** που μεταδίδονται. Οι (απότομες) αλλαγές των κυματομορφών στα όρια των συμβόλων οδηγούν στη δημιουργία υψηλών συχνοτήτων στο φάσμα.
- Δύσεις
  - Μεγαλύτερη απομόνωση του συστήματος **OFDM** από γειτονικά συστήματα που λειτουργούν σε γειτονικές φέρουσες με χρήση ζωνών φύλαξης → φασματική απόλεια.
  - Χρήση λιγότερης ισχύος ώστε να μειωθούν οι παρεμβολές ή/και ειδικών υποφερουσών (**virtual subcarriers**) → απόλεια ρυθμού μετάδοσης.
  - **Windowing** (παρεμβύρωση) → παρεμβύρωση σήματος, ελάττωση **delay spread** το οποίο μπορεί να αντισταθμίσει το σύστημα.

## Windowing στο χρόνο

---

- Η ιδέα: Να πολλαπλασιάσουμε το σύμβολο OFDM στο χρόνο με μια συνάρτηση  $w(t)$  η οποία θα ελαττώσει το πλάτος του σήματος στα όρια του συμβόλου ούτως ώστε οι αλλαγές μεταξύ συμβόλων να είναι λιγότερο 'απότομες'.

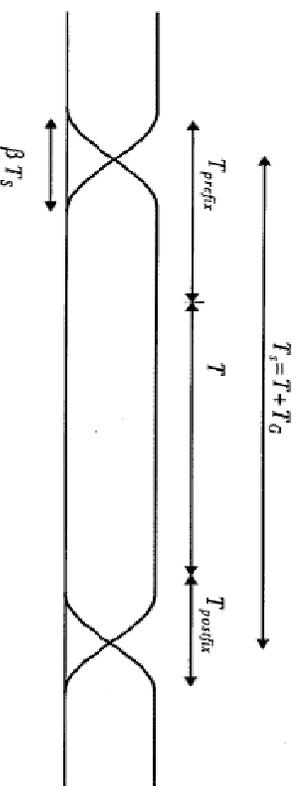
$$s(t) = \Re \left\{ w(t - t_s) \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left( j2\pi \left( f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t - t_s - T_{CP}) \right) \right\},$$
$$t_s \leq t \leq t_s + T_s(1 + \beta)$$

$$s(t) = 0, t < t_s \text{ και } t > t_s + T_s(1 + \beta)$$

- Η περίοδος μετάδοσης συμβόλων OFDM  $T_s$  είναι μικρότερη από τη διάρκεια του συμβόλου OFDM η οποία περιλαμβάνει το σύμβολο, το κυκλικό πρόθεμα και, πιθανώς, κυκλικό επίθεμα (postfix). Δηλαδή, διαδοχικά σύμβολα OFDM επικαλύπτονται στο χρόνο.
- Το μήκος της περιοχής επικάλυψης στο όριο δύο συμβόλων ισούται με  $\beta T_s$ .

## Windowing στο χρόνο (2)

---



(Σχήμα από Van Nee & Prasad)

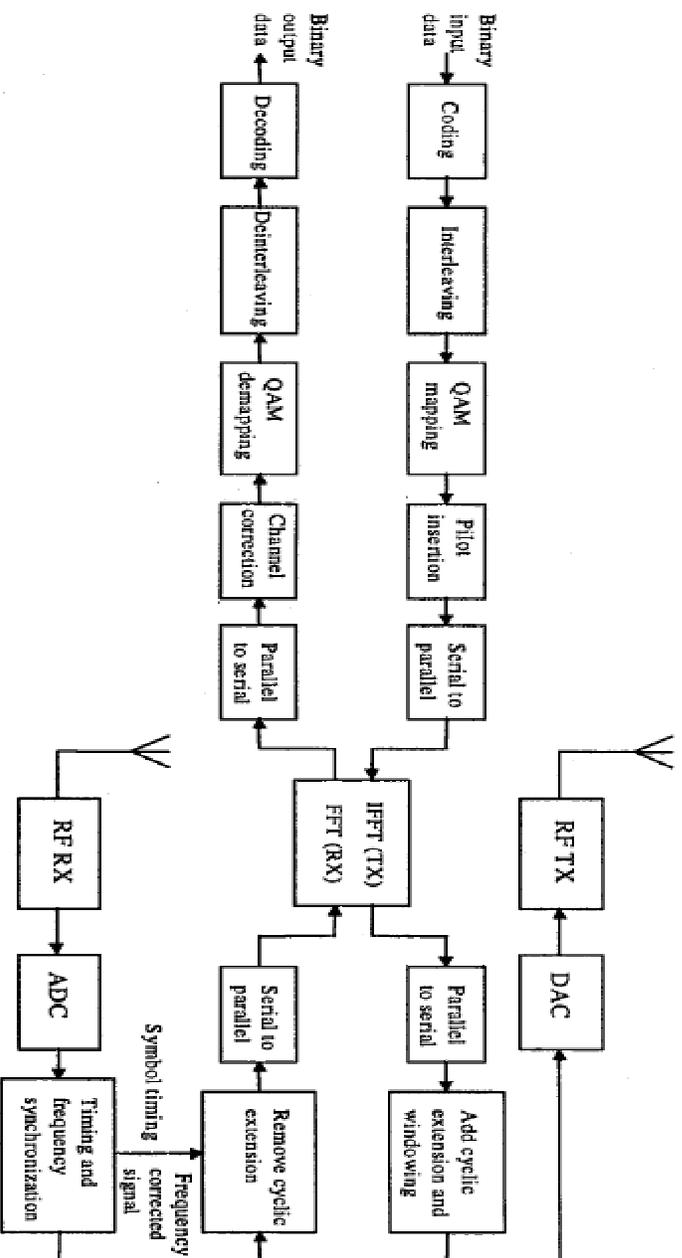
- Η χρήση **windowing** οδηγεί, επίσης, σε μικρότερη ευαισθησία στην απόκλιση συχνότητας φέρουσας (**Carrier Frequency Offset**) (περισσότερα αργότερα).
- Ένας από τους τύπους παραθύρου που χρησιμοποιείται συχνά είναι το ανυψωμένο συνημίτονο (**raised cosine**) (βλ. π.χ. **Van Nee & Prasad, 2.4**).
- Εναλλακτικά, το **windowing** μπορεί να γίνει με χρήση φίλτρου (συνέλιξη στο χρόνο).
- Η χρήση **windowing** οδηγεί σε παραμόρφωση και, επομένως, σε ελάττωση του **delay spread** το οποίο μπορεί να αντιστραφεί ένα σύστημα. Συνεπώς, ο σχεδιασμός της  $w(t)$  και η επιλογή των  $T_s$  και  $\beta$  απαιτεί προσοχή.

## Χρήση εικονικών υποφερουσών (**Virtual Subcarriers**)

---

- Η ιδέα: Δε γίνεται μετάδοση (και, επομένως, δε χρησιμοποιείται ισχύς) σε κάποιες από τις υποφερουσες στα άκρα των συμβόλων **OFDM**.
- Επομένως, ελαττώνεται το φάσμα του σήματος στις παρυφές του συμβόλου.
- Το τίμημα είναι η απώλεια ρυθμού μετάδοσης.

# Συνοδική αρχιτεκτονική συστήματος OFDM (ασύρματα συστήματα)



(Σχήμα από Van Nee & Prasad)

## Πώς επιλέγονται οι παράμετροι ενός συστήματος OFDM;

---

- Ο σχεδιασμός ενός συστήματος OFDM περιλαμβάνει ένα συμβιβασμό (tradeoff) μεταξύ αντικρουόμενων στόχων.
- Βασικές παράμετροι: 1) Εύρος ζώνης 2) Ρυθμός μετάδοσης 3) delay spread.
- **delay spread** → καθορισμός κυκλικού προθέματος. Συνήθως,  $T_{CP} \sim 2 - 4 \times \tau_{rms}$ .
- Διάκριση συμβόλου  $T$ . Θέλουμε να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη, ώστε να ελαχιστοποιήσουμε την απώλεια ρυθμού μετάδοσης και ισχύος λόγω του κυκλικού προθέματος. Ωστόσο, μεγάλο  $T$  συνεπάγεται και μικρότερο εύρος ζώνης υποφέρουσας  $\frac{1}{T}$  και, συνεπώς,
  - Μεγαλύτερη πολυπλοκότητα συστήματος (περισσότερες υποφέρουσες για δεδομένο διαθέσιμο συνολικό εύρος ζώνης)
  - Μεγαλύτερη ευαισθησία σε θόρυβο φάσης και απόκλιση συχνότητας φορέα
  - Μεγαλύτερο λόγο μέγιστου προς μέσο σήμα (PAR)Συνήθως, επιδιώκουμε να ισχύει  $T > 5T_{CP}$ .
- Αριθμός υποφερούσων  $N$ .
  - Για δεδομένο εύρος ζώνης  $W$ :  $N \sim \frac{W}{(1/T)}$
  - Για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης  $R$ :  $N \sim \frac{R}{(\text{ρυθμός μετάδοσης ανά υποφέρουσα})}$

## Παράδειγμα συστήματος **OFDM: IEEE802.11a**

---

- Τα συστήματα **IEEE802.11a** λειτουργούν στην περιοχή των **5 GHz**. Προσφέρουν ρυθμό μετάδοσης έως και **54 Mbps** (συμμετρικό) σε ακτίνα της τάξης των **100 m**.
- Τυπικό **delay spread** περιβάλλοντος **LAN** στα **5 GHz**:  $50 - 500 \text{ ns} \rightarrow$  επιλέγεται κυκλικό πρόθεμα μήκους **800 ns**.
- Εύρος ζώνης συμφωνίας (**coherence bandwidth**)  $\sim \frac{1}{\text{delay spread}} = 2 \text{ MHz} \rightarrow$  επιλέγεται εύρος ζώνης υποφέρουσας (**subcarrier bandwidth**)  $= 312.5 \text{ kHz} \ll \ll \text{coherence bandwidth}$ .
- Διάκριση συμβόλου στο χρόνο (χωρίς κυκλικό πρόθεμα):  $T = \frac{1}{312.5 \text{ kHz}} = 3.2 \mu\text{s}$ .
- Συνολική διάκριση συμβόλου:  $T + T_{CP} = 4 \mu\text{s}$ .
- Αριθμός υποφερουσών:  $64 \rightarrow$  συνολικό εύρος ζώνης  $= 64 \times 312.5 \text{ kHz} = 20 \text{ MHz}$ .
- Από τις 64 υποφερουσες, 12 είναι εικονικές, 48 χρησιμοποιούνται για μετάδοση δεδομένων και 4 είναι υποφέρουσες-πιλότοι (για εκτίμηση καναλιού και συγχρονισμό του δέκτη).
- Μέγεθος **FFT**:  $64 \rightarrow 64$  μυαδικά δείγματα στο χρόνο (εάν θεωρηθεί το βαθύπερατό 100-δύναμο) + 16 για κυκλικό πρόθεμα (σύνολο 80).

## Παράδειγμα συστήματος **OFDM**: **IEEE802.11a** (2)

---

- Διαμόρφωση: **QAM** (BPSK έως και **64QAM** σε συνδυασμό με συνελκτικό κώδικα (convolutional code)  $r = 1/2$  η  $3/4$ )
- $r$ : Ο λόγος ψηφίων πληροφορίας προς τα συνολικά (κωδικοποιημένα) ψηφία που μεταδίδονται στο κανάλι.
- Τα **bits** πληροφορίας κατ' αρχήν κωδικοποιούνται με χρήση του συνελκτικού κώδικα και, στη συνέχεια, απεικονίζονται (mapped) σε σύμβολα **QAM**.
- Η ίδια διαμόρφωση χρησιμοποιείται και στις 48 υποφέροντες που μεταφέρουν δεδομένα.
- Ελάχιστος ρυθμός μετάδοσης (BPSK με κώδικα  $r = 1/2$ ): (1 bit/υποφέρουσα)  $\times 48 \times 1/2 \times \left(\frac{1}{4\mu s}\right)$  σύμβολα **OFDM** ανά δευτερόλεπτο  $= 24 \times 2.5 \cdot 10^5 = 6$  Mbps.
- Μέγιστος ρυθμός μετάδοσης (**64QAM** με κώδικα  $r = 3/4$ ): (6 bits/υποφέρουσα)  $\times 48 \times 3/4 \times \left(\frac{1}{4\mu s}\right)$  σύμβολα **OFDM** ανά δευτερόλεπτο  $= 216 \times 2.5 \cdot 10^5 = 54$  Mbps.

## Παράδειγμα συστήματος **OFDM: DVB-T**

---

- Στις συμβατικές τηλεοπτικές συχνότητες στις οποίες λειτουργούν τα συστήματα DVB-T δεν εμφανίζεται πολυδιάδοση. Ωστόσο, σε δίκτυα μοναδικής συχνότητας (**Single Frequency Networks - SFN**) ο δέκτης ενδέχεται να λαμβάνει σήματα από περισσότερους από έναν πομπούς.
- Κυκλικό πρόθεμα:  $7\text{--}224 \mu\text{s}$  (τα  $224 \mu\text{s}$  αντιστοιχούν σε απόσταση  $67 \text{ km}$  από τον πιο απομακρυσμένο πομπό).
- Μπορούν να επιλεγούν δύο μεγέθη FFT, ανάλογα με την ταχύτητα διαλείψεων. Συνήθως, για φορητά/κινητά τεμαχικά χρησιμοποιείται FFT 2-K ( $2048$ ), ενώ για σταθερούς δέκτες χρησιμοποιείται FFT 8-K ( $8192$ ).
- Διευρυγία σε 8-K: Εύρος ζώνης υποφέρουσας =  $1.116 \text{ kHz}$  → διάκριση συμβόλου στο χρόνο (χωρίς το κυκλικό πρόθεμα)  $T = 896 \mu\text{s}$ . Σε 2-K: Εύρος ζώνης υποφέρουσας =  $4.464 \text{ kHz}$  → μικρότερη διάκριση συμβόλου ( $224 \mu\text{s}$ ).
- Συνολικό εύρος ζώνης (σε 8-K) =  $8192 \times 1.116 = 9.142 \text{ MHz}$ .
- Ρυθμοί μετάδοσης:  $4.98 - 31.67 \text{ Mbps}$ .

## Παράδειγμα συστήματος **OFDM: ADSL (ITU-T G.992.1)**

---

- **ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Loop. Asymmetric:** Ο ρυθμός μετάδοσης προς το χρήστη (**downstream**) είναι μεγαλύτερος από το ρυθμό μετάδοσης προς το κέντρο (**uplink**).
- Αποτελεί σχεδιαστική επιλογή. Άλλα συστήματα (π.χ. **VDSL**) μπορούν να προσφέρουν και συμμετρικές υπηρεσίες.
- Προσφέρει ταχύτητες από 500 έως 12 **Mbps (downstream)** μέσω συνεστραμμένου ζεύγους καλωδίων χαλκού (**twisted pair**) σε αποστάσεις έως και 3 **km**. Χρησιμοποιεί τις συχνοότητες από 0 έως 1.104 **MHz** → μετάδοση βασικής ζώνης (**baseband**).
- Νεότερες γενιές/πρότυπα **DSL** προσφέρουν υψηλότερες ταχύτητες.
  - **ADSL2/ADSL2+:** Έως 24 **Mbps (downstream)**, με χρήση φάσματος έως τα 2.208 **MHz**.
  - **VDSL2:** Τυπικές ταχύτητες 50 **Mbps**. Μπορεί να υπερβεί τα 100 **Mbps** ανά κατεύθυνση για μικρά μήκη βρόχου. Το εύρος ζώνης επεκτείνεται έως και τα 17.664 **MHz**.
  - Τόσο το **ADSL2+** όσο και το **VDSL** χρησιμοποιούν **OFDM** (στο **VDSL1** η υλοποίηση μπορούσε να γίνει και ως “**single carrier**” σύστημα).

## Παράδειγμα συστήματος **OFDM: ADSL (2)**

---

- Εύρος ζώνης υποφέρουσας:  $4.3125 \text{ kHz} \rightarrow T = 231.9 \mu\text{s}$ . Στο DSL οι υποφέρουσες ονομάζονται και τόνοι (**tones**).
- Κυκλικό πρόθεμα:  $\sim 18.1 \mu\text{s} \rightarrow T + T_{CP} = 250 \mu\text{s}$ .
- Αριθμός υποφερουσών  $N = 256 \rightarrow$  συνολικό εύρος ζώνης  $= 256 \times 4.3125 \text{ kHz} = 1.104 \text{ MHz}$ .
- Με βάση το θεώρημα δειγματοληψίας, χρειαζόμαστε τουλάχιστον  $2f_h(T + T_{CP}) = 2 \times 1.104 \cdot 10^6 \times 250 \cdot 10^{-6} = 552$  δείγματα ανά σύμβολο ( $512 + 40$ ).
- **upstream**: Τόνοι 0-31. Μέγιστη συχνότητα:  $138 \text{ kHz}$ . Επομένως, για τη μετάδοση **upstream**, μπορεί να χρησιμοποιηθεί **FFT 32** σημείων. Επίσης, η δειγματοληψία μπορεί να γίνει στα  $276 \text{ kHz}$  ( $64+5$  δείγματα/σύμβολο).
- Μέγιστο μέγεθος αστερισμού:  $b = 15 \text{ bits}$  (32K-QAM)
- Προαιρετικά, χρησιμοποιείται και κώδικας **Trellis** ο οποίος εφαρμόζεται σε κάθε σύμβολο (στο πεδίο της συχνότητας).
- Μέγιστη ισχύς:  $20.5 \text{ dBm}$  downstream,  $14.5 \text{ dBm}$  upstream.

## Παράδειγμα συστήματος **OFDM: ADSL (3)**

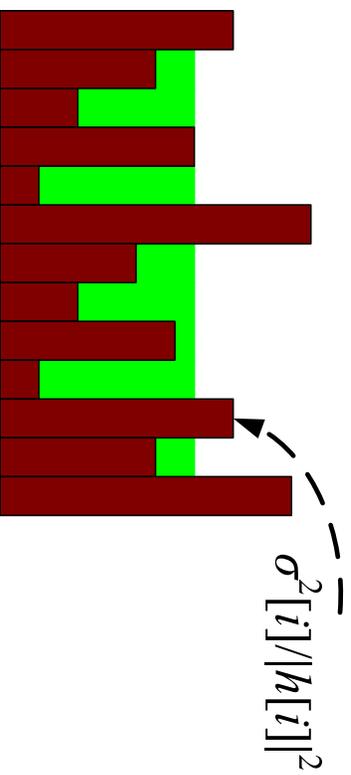
---

- Συνήθως τα συστήματα DSL που βασίζονται σε OFDM αποκαλούνται συστήματα **Discrete Multitone Modulation (DMT)**.
- Στην ουσία, ένα σύστημα **DMT** είναι ένα σύστημα **OFDM** στο οποίο χρησιμοποιείται επιπλέον κατανομή ισχύος στον πομπό, δηλαδή η ισχύς σε κάθε τόνο δεν είναι η ίδια, αλλά εξαρτάται από
  - Το σηματοδορυβικό λόγο σε κάθε τόνο (ο οποίος, με τη σειρά του εξαρτάται από την απόσβεση και τις παρεμβολές)
  - Τη διαθέσιμη συνολική ισχύ
  - Τυχόν περιορισμούς στη μέγιστη ισχύ που μπορεί να εκπεμφθεί σε κάθε τόνο (**PSD masks**).
- Ειδικώς, το μέγεθος του αστερισμού σε κάθε τόνο (και, κατά συνέπεια, ο αριθμός μεταδιδόμενων **bits**) μεταβάλλεται, στη γενική περίπτωση.
- Η κατανομή ισχύος στον πομπό επιτρέπει καλύτερη προσέγγιση της χωρητικότητας του καναλιού. Ωστόσο, απαιτεί γνώση του καναλιού στον πομπό και γι' αυτό το λόγο στην πράξη είναι εύκολα εφαρμόσιμη μόνο σε ενσύρματα συστήματα ή σε ασύρματα συστήματα όπου το κανάλι μεταβάλλεται πολύ αργά.

## Παράδειγμα συστήματος **OFDM: ADSL (4)**

---

- Από τη Θεωρία Πληροφορίας προκύπτει ότι η κατανομή ισχύος πρέπει να γίνει έτσι ώστε στους τόνους με μεγαλύτερο **SNR** να χρησιμοποιείται περισσότερη ισχύς. Υπάρχει περίπτωση κάποιοι τόνοι με μεγάλη απόσβεση ή μεγάλο θόρυβο να μη χρησιμοποιηθούν καθόλου.
- Για παράδειγμα, στο **DSL**, για μεγάλα μήκη γραμμής δε χρησιμοποιούνται τόνοι σε υψηλές συχνότητες όπου η απόσβεση των καλωδίων χαλκού είναι μεγάλη (και, συνεπώς, το **SNR** είναι μικρό).
- Η κατανομή ισχύος βασίζεται στον αλγόριθμο “waterfilling”) (ή **waterpouring**), όπου, κατ’άκριοι τρόπο, η διαθέσιμη ισχύς ‘ρεμίζει’ δοχεία με ύψος αντιστρόφως ανάλογο του **SNR**.



## Παράδειγμα συστήματος **OFDM: ADSL (5)**

---

- Στην πράξη, ο αλγόριθμος (Levin-Campello) που χρησιμοποιείται στα συστήματα DSL είναι τροποποιημένο “waterfilling” ούτως ώστε
  - Ο αριθμός bits ανά τόνο να είναι ακέραιος
  - Να μην παραβιάζονται τυχόν PSD masks.
- Η κατανομή ισχύος γίνεται κατά την αρχικοποίηση και βασίζεται στο γεγονός ότι το κανάλι δεν αλλάζει γρήγορα ή αλλάζει σπάνια (π.χ. εμφάνιση παρεμβολής σε κάποιους τόνους λόγω διαφωνίας από χρήστη που ανάβει ή σβήνει το δικό του modem).
- Ωστόσο, στα συστήματα DSL η κατανομή bits στους τόνους μπορεί να μεταβάλλεται με αργό τρόπο bit swapping.
  - Η ιδέα: Κάθε φορά να επιτρέπεται η αφαίρεση 1 bit από ένα τόνο και η μεταφορά του σε άλλον (εάν θέλουμε ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης να παραμένει σταθερός).
  - Με τον τρόπο αυτό δεν επηρεάζεται η ροή της μετάδοσης. Παντόχρονα, η ελάττωση του ωφέλιμου ρυθμού μετάδοσης προκειμένου να ανταλλάγουν μηνύματα bit swapping είναι μικρή.