

## Ενότητα 5

### Σήματα και Θόρυβος

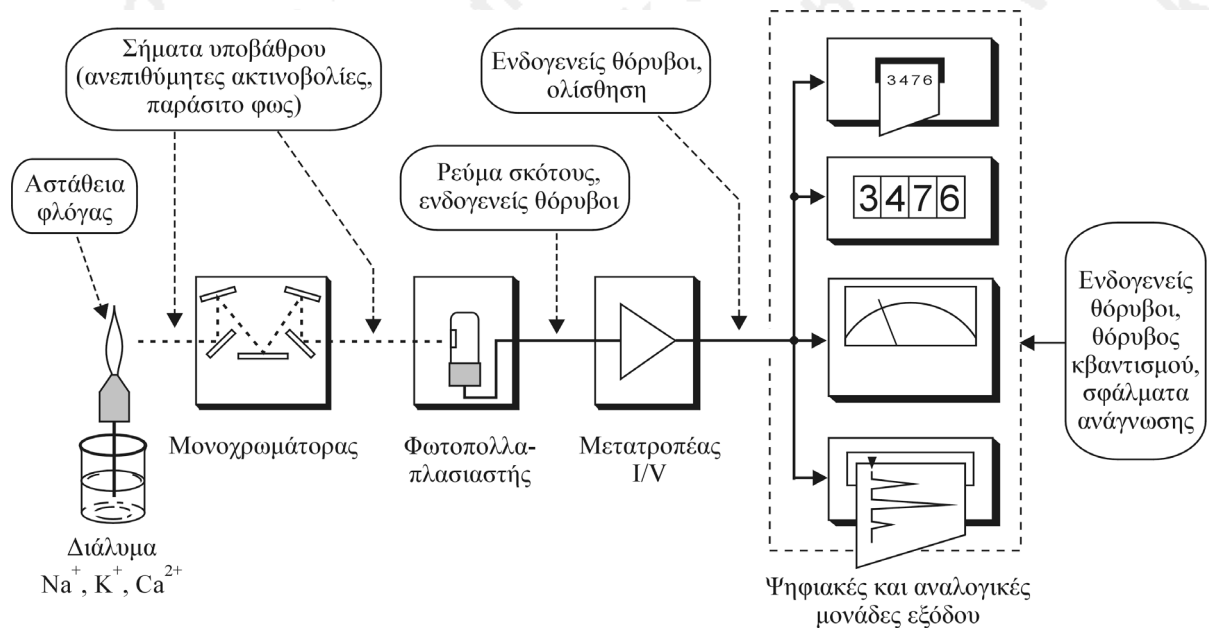
#### 5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Μια από τις πλέον επιθυμητές ιδιότητες ενός οργάνου μετρήσεων μιας φυσικής ή χημικής ποσότητας, είναι η ικανότητα διάκρισης της πραγματικής τιμής της ποσότητας μέσα από ανεπιθύμητα σήματα. Για τους σκοπούς της ενότητας αυτής ακολουθούν οι εξής ορισμοί:

**Σήμα (signal)** είναι ο φορέας στον οποίο κωδικοποιείται η ζητούμενη πληροφορία κατά τη διαδικασία μιας μέτρησης.

**Θόρυβος (noise)** ορίζεται το σύνολο των ανεπιθύμητων πληροφοριών, οι οποίες συνοδεύουν το σήμα και υποβαθμίζουν την ορθότητα και την ακρίβεια μιας μέτρησης.

Σε πολλές περιπτώσεις ο θόρυβος έχει καθορισμένη προέλευση και ιδιαίτερα χαρακτηριστικά, η γνώση των οποίων μπορεί να συμβάλλει αποτελεσματικά στην αντιμετώπισή του.



**Σχήμα 5.1.1** Τμηματικό διάγραμμα διάταξης φλογοφωτομετρίας και οι διάφοροι τύποι και πηγές θορύβου, που επηρεάζουν το μετρούμενο σήμα.

Οι μεταλλάκτες μετατρέπουν τις διάφορες φυσικές ή χημικές ποσότητες σε ηλεκτρικά σήματα (κυρίως τάση ή ρεύμα). Στη συνέχεια η “μεταλλαγμένη” μορφή του σήματος υφίσταται τις απαραίτητες ενισχύσεις, τροποποιήσεις και φιλτραρίσματα με τα εκάστοτε κατάλληλα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Ο τελικός θόρυβος, που συνοδεύει τη μετρούμενη ποσότητα κατά την εμφάνισή της στον μεταλλάκτη εξόδου (π.χ. στον καταγραφέα), δεν είναι μόνο ο θόρυβος που “συνυπάρχει” με τη μετρούμενη ποσότητα και συλλαμ-

βάνεται παράλληλα με το σήμα από τον μεταλλάκτη-ανιχνευτή. Θόρυβος καθαρά ηλεκτρικής προέλευσης παράγεται στις επιμέρους μονάδες κάθε μετρητικής διάταξης, που παρεμβάλλονται μεταξύ των μεταλλικών εισόδου και εξόδου.

Ο θόρυβος, που συνυπάρχει με τη μετρούμενη ποσότητα, γνωστός και ως **σήμα υποβάθρου** (background signal), εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά ποιότητας του μεταλλάκτη εισόδου και δεν μπορεί να αντιμετωπισθεί στα επόμενα στάδια, εκτός εάν έχει διαφορετικά χρονοχαρακτηριστικά από εκείνα του κυρίως σήματος.

Στο Σχήμα 5.1.1 δείχνεται παραστατικά μια διάταξη φλογοφασματογραφίας και κατονομάζονται διάφοροι τύποι θορύβου, που παράγονται στις επιμέρους μονάδες και η σύνθεση των οποίων αποτελεί τον ολικό θόρυβο του σήματος.

## 5.2 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ FOURIER – ΦΑΣΜΑΤΙΚΗ ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ

Πληρέστερη πληροφόρηση ως προς τα χρονοχαρακτηριστικά ενός σήματος παρέχεται από το **φάσμα συχνοτήτων** (frequency spectrum) του. Από τα φάσματα τόσο του σήματος, όσο και του θορύβου, είναι δυνατόν να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα, όπως τα ακόλουθα:

1. Σε ποια περιοχή συχνοτήτων βρίσκονται οι ημιτονικές συνιστώσες που συνθέτουν το σήμα στο σύνολο ή κατά το μεγαλύτερο μέρος του.
2. Το ίδιο όσον αφορά τις ημιτονικές συνιστώσες του θορύβου.
3. Ο τύπος και η προέλευση του θορύβου.
4. Οι περιοχές συχνοτήτων οι οποίες μπορούν να αποκοπούν, ώστε να περιορισθεί η παρουσία του θορύβου στο ελάχιστο δυνατό επίπεδο, χωρίς να υποστεί σημαντική αλλοίωση η επιθυμητή πληροφορία του σήματος.
5. Σε περίπτωση δειγματοληψίας και όχι συνεχούς καταγραφής του ολικού σήματος, η ελάχιστη δυνατή συχνότητα δειγματοληψίας που δεν εισάγει παράσιτες συνιστώσες σύμφωνα με το θεώρημα Nyquist (σελ. 199).

### 5.2.1 Μετασχηματισμός Fourier

Κάθε φυσική διαδικασία μπορεί να περιγραφεί είτε στην **περιοχή του χρόνου** (time domain), είτε στην **περιοχή των συχνοτήτων** (frequency domain). Σύμφωνα με το θεώρημα του Fourier κάθε συνάρτηση χρόνου  $h(t)$  μπορεί να μετασχηματισθεί σε συνάρτηση συχνότητας  $H(f)$  και αντιστρόφως. Οι μετασχηματισμοί πραγματοποιούνται με βάση τις ακόλουθες εξισώσεις.<sup>(1)</sup>

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) [\cos(2\pi ft) - j \sin(2\pi ft)] dt \quad (5.2.1)$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) [\cos(2\pi ft) + j \sin(2\pi ft)] df \quad (5.2.2)$$

Οι Εξισώσεις 5.2.1 και 5.2.2 αποδίδουν αντιστοίχως τον **ορθό** και τον **αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier** (forward και reverse Fourier transform) και οι αντίστοιχες συμβολικές παραστάσεις τους είναι:  $H(f) = F\{h(t)\}$  και  $h(t) = F^{-1}\{H(f)\}$ .

(1) Η εισαγωγή της φανταστικής μονάδας  $j = \sqrt{-1}$  εξυπηρετεί στην έκφραση διαφοράς φάσης μεταξύ των ημιτονικών (ή συνημιτονικών) συστατικών των σημάτων.

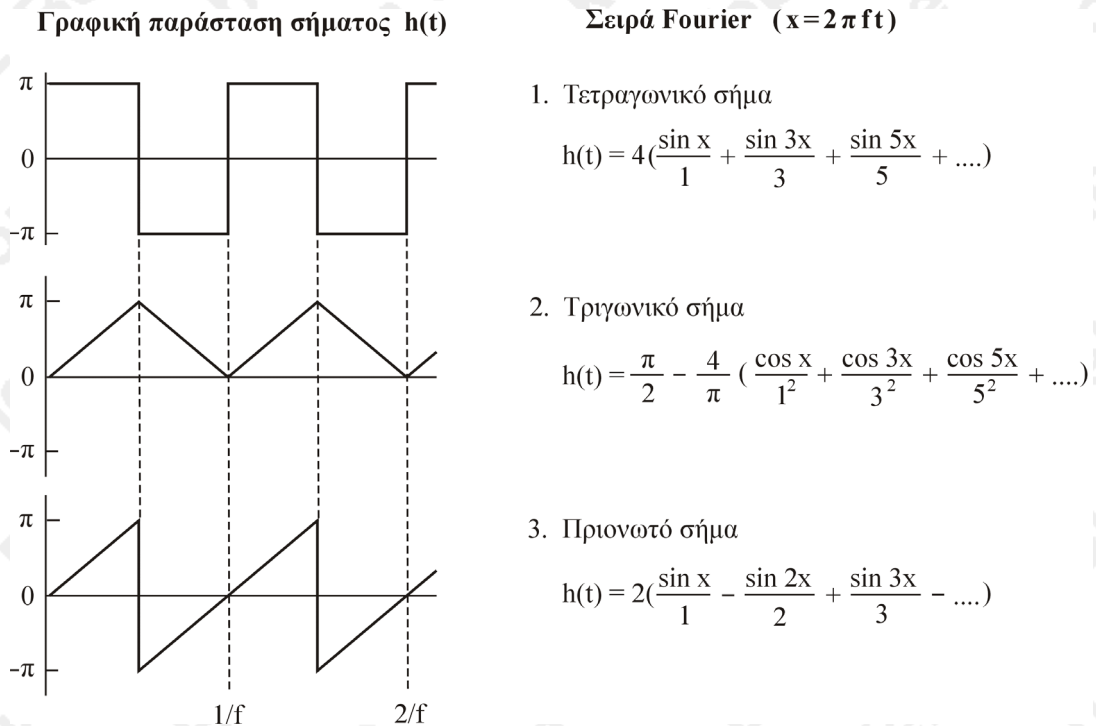
Με βάση το θεώρημα του Fourier και ανάλυση των προηγούμενων σχέσεων, κάθε σήμα είναι δυνατόν να αποδοθεί από πεπερασμένο ή άπειρο αριθμό ημιτονικών όρων. Διακρίνονται δύο κατηγορίες σημάτων: Η πρώτη περιλαμβάνει σήματα περιοδικά και άπειρης διάρκειας και η δεύτερη σήματα περιοδικά πεπερασμένης διάρκειας ή γενικά σήματα μη περιοδικά.

Μη ημιτονικά σήματα που υπάγονται στην πρώτη κατηγορία αναλύονται σε αθροίσματα πεπερασμένων ή άπειρων όρων διακριτών ημιτονικών όρων, γνωστά ως σειρές (ή αναπτύγματα) Fourier. Οι σειρές Fourier αποδίδονται από τη γενική εξίσωση

$$h(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi n f t) + \sum_{m=1}^{\infty} B_m \sin(2\pi m f t) \quad (5.2.3)$$

Ο όρος  $A_0/2$  αντιπροσωπεύει τη συνεχή συνιστώσα (DC component) του σήματος και οι συντελεστές  $A_1, A_2, \dots, A_n, B_1, B_2, \dots, B_m$ , αποτελούν τα πλάτη των ημιτονικών όρων.<sup>(2)</sup> Η συχνότητα  $f$  ( $n = m = 1$ ) ονομάζεται **θεμελιώδης** (fundamental), ενώ οι συχνότητες  $2f, 3f, \dots$  ( $n, m > 1$ ) ονομάζονται **αρμονικές** (harmonics).

Παραδείγματα σειρών Fourier τυπικών περιοδικών σημάτων (κυματομορφών) δείχνονται στο Σχήμα 5.2.1. Έτσι π.χ., από τη μορφή της αντίστοιχης σειράς φαίνεται ότι τετραγωνικό σήμα συχνότητας  $f$  αποτελείται από ημιτονικό σήμα θεμελιώδους συχνότητας  $f$  και αρμονικές (με συνεχώς μειούμενο πλάτος) με συχνότητες  $3f, 5f$  κ.λπ. Αξίζει να παρατηρηθεί ότι σε αντίθεση με το τριγωνικό σήμα (με μέση τιμή  $\pi/2$ ), το τετραγωνικό και το πριονωτό σήμα στερούνται συνεχούς συνιστώσας, λόγω συμμετρίας της κυματομορφής τους ως προς τον άξονα του χρόνου (μέση τιμή 0).



**Σχήμα 5.2.1** Τυπικά παραδείγματα περιοδικών σημάτων και οι αντίστοιχες σειρές Fourier.

(2) Έπειδή είναι:  $\cos(x) = \sin(\pi/2 + x)$ , οι συνημιτονικοί όροι θεωρούνται ημιτονικοί όροι μετατοπισμένοι σε φάση κατά  $\pi/2$  ακτίνια (ή  $90^\circ$ ).

Σήματα, που υπάγονται στην πολύ γενικότερη δεύτερη κατηγορία (μη περιοδικά) και αποτελούν την πραγματική περίπτωση, αναλύονται σε άπειρους ημιτονικούς όρους μη διακριτών συχνοτήτων (συνεχόμενων τιμών). Εάν η μορφή της συνάρτησης  $h(t)$  είναι γνωστή, η ανάλυση γίνεται άμεσα με το **ολοκλήρωμα Fourier** (Εξίσωση 5.2.1).<sup>(3)</sup>

### 5.2.2 Φάσματα πλάτους και ισχύος

Το **φάσμα πυκνότητας πλάτους** (amplitude density spectrum), ή απλά φάσμα πλάτους, αντιπροσωπεύει τη γραφική παράσταση της πυκνότητας πλάτους (π.χ. σε μονάδες Volt/Hz) ως προς τη συχνότητα (σε μονάδες Hz).

Τυπικά παραδείγματα ζευγών συναρτήσεων  $h(t)$  και  $H(f)$  σημάτων που ανήκουν και στις δύο κατηγορίες δείχνονται στο Σχήμα 5.2.2. Χαρακτηριστική είναι η διαφορά των φασμάτων των σημάτων της πρώτης κατηγορίας, όπου οι επιμέρους συνιστώσες συχνότητες διακρίνονται μεταξύ τους (γραμμωτά φάσματα), ενώ τα φάσματα των σημάτων της δεύτερης (γενικότερης) κατηγορίας δεν περιέχουν διακριτές συχνότητες, αλλά ζώνες συχνοτήτων (ταινιωτά φάσματα).

Τα ζεύγη συναρτήσεων 1, 2 και 3 αποτελούν περιπτώσεις καθαρού ημιτονικού σήματος και σύνθεσης δύο ημιτονικών σημάτων με απέχουσες και παραπλήσιες συχνότητες. Τα ζεύγη συναρτήσεων 4, 5 και 6 αφορούν σε μη ημιτονικά περιοδικά σήματα του Σχήματος 5.2.1 και τα φάσματά τους περιέχουν απειρία γραμμών σε αντίθεση με τα προηγούμενα. Είναι χαρακτηριστική η παρουσία της συνεχούς συνιστώσας ( $f = 0$ ) στην περίπτωση του τριγωνικού σήματος και η παρουσία θετικών και αρνητικών τιμών  $H(f)$ .

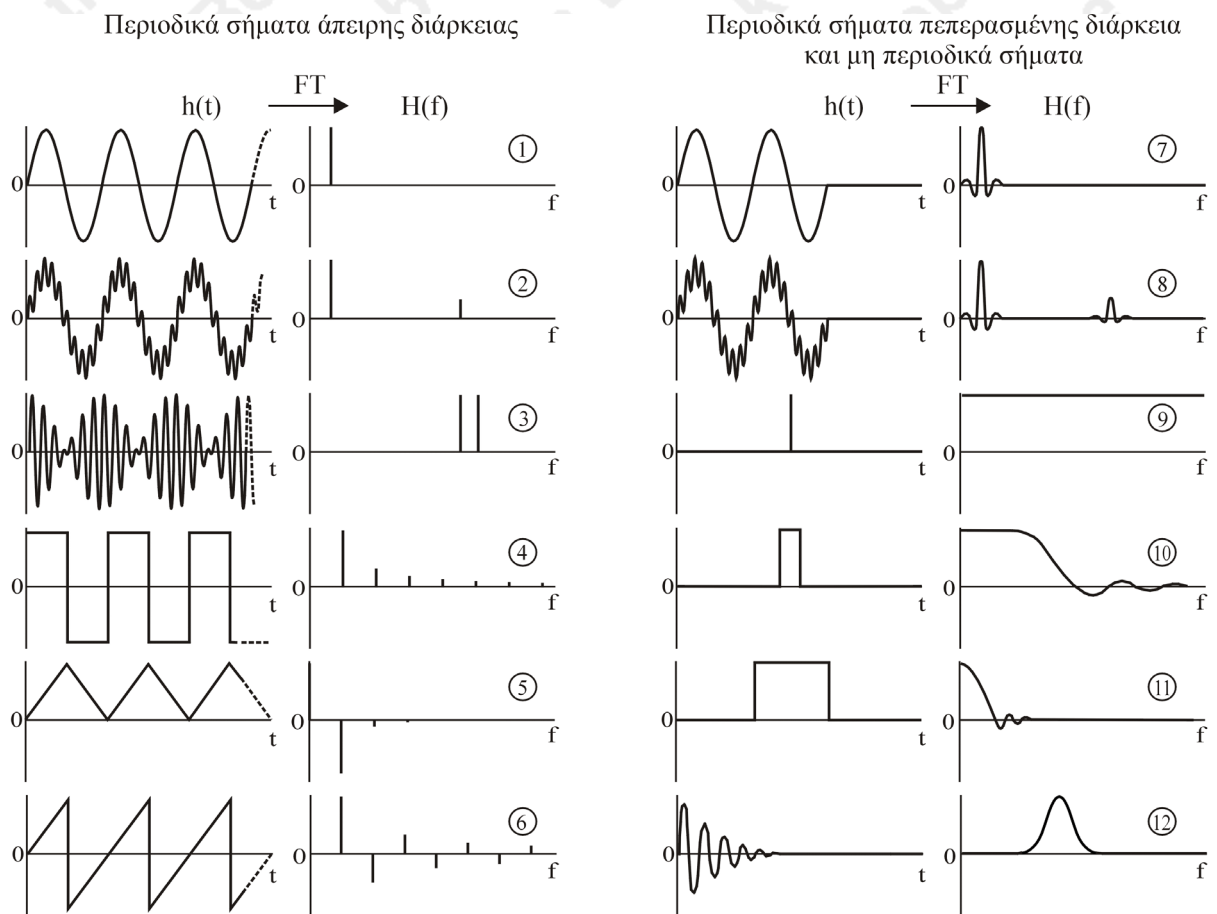
Η διεύρυνση των φασματικών γραμμών και η εμφάνιση δορυφορικών λοβών εναλλασσόμενου προσήμου, είναι χαρακτηριστική στα φάσματα ημιτονικών σημάτων πεπερασμένης διάρκειας (ζεύγη 7 και 8). Εάν το σήμα είναι ένας παλμός απειροστά μικρής διάρκειας (ζεύγος 9), τότε το αντίστοιχο φάσμα είναι **λευκό** (white spectrum). Επομένως, για να διέλθει ένα τέτοιο σήμα μέσω μιας μονάδας χωρίς καμιά παραμόρφωση, η μονάδα θα έπρεπε να διαθέτει άπειρο εύρος ζώνης διέλευσης συχνοτήτων. Όσο ο παλμός διευρύνεται χρονικά (ζεύγη 10 και 11), τόσο το περιεχόμενό του σε υψηλές συχνότητες μειώνεται και το φάσμα συχνοτήτων τείνει να “συρρικνωθεί” προς την περιοχή της μηδενικής συχνότητας, αφού το σήμα τείνει να γίνει συνεχές. Αποδεικνύεται ότι το φασματικό εύρος  $\Delta f$  που καταλαμβάνουν οι συνιστώσες ενός παλμικού σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογο της χρονικής διάρκειας του παλμού.

(3) Τα πραγματικά σήματα δεν έχουν καθορισμένη μαθηματική έκφραση. Πραγματοποιείται δειγματοληψία  $N$  τιμών του σήματος (χρονικώς ισοαπέχουσες,  $\Delta t = t_{n+1} - t_n = \text{σταθερά}$ ) ( $h(t_0), h(t_1), \dots, h(t_{N-1})$ ) και εισάγονται σε ψηφιακούς υπολογιστές, όπου ο μετασχηματισμός εκτελείται με βάση όχι το ολοκλήρωμα Fourier, αλλά την αριθμητική του έκφραση, που συνιστά τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier (discrete Fourier transform)

$$H(f_k) = \sum_{i=0}^{N-1} h(t_i) [\cos(2\pi f_k t_i) + j \sin(2\pi f_k t_i)] \Delta t$$

Ο υπολογισμός των διακριτών τιμών  $H(f_k)$ , που απαρτίζουν το φάσμα συχνοτήτων του σήματος απαιτεί μεγάλο αριθμό μαθηματικών πράξεων, ο οποίος αυξάνει εκθετικά, όσο αυξάνει ο αριθμός  $N$ . Ο υπολογισμός αυτός πραγματοποιείται αποκλειστικά με υπολογιστές και με τη βοήθεια του αλγορίθμου (ή μιας από τις πολλές ποικιλίες του) των Cooley-Tukey, που είναι γνωστός ως **ταχύς μετασχηματισμός Fourier** (Fast Fourier Transform, FFT), επειδή ελαχιστοποιεί τον αριθμό των απαιτούμενων πράξεων. Ο FFT χρησιμοποιείται ευρύτατα στις φυσικές επιστήμες και στη σύγχρονη τεχνολογία.

Ο τρόπος υπολογισμού των σειρών, των ολοκληρωμάτων, όπως επίσης η περιγραφή των ιδιοτήτων και οι γενικότερες και εξαιρετικά ενδιαφέρουσες εφαρμογές των μετασχηματισμών Fourier στην επίλυση μαθηματικών και φυσικών προβλημάτων, ξεφεύγει από τους σκοπούς του βιβλίου αυτού και θα πρέπει να αναζητηθεί σε ειδική βιβλιογραφία.



**Σχήμα 5.2.2** Τυπικά παραδείγματα μετασχηματισμού Fourier (FT) σημάτων διαφόρων μορφών.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η περίπτωση ημιτονικού σήματος που αποσβένεται εκθετικά (ζεύγος 12). Το φάσμα συχνοτήτων του σήματος αυτού αποδίδεται από μια κορυφή Lorentz. Οι κορυφές Lorentz και οι παρόμοιες με αυτές κορυφές Gauss, αποτελούν (κατά προσέγγιση) τα στοιχειώδη συστατικά κάθε ηλεκτρονικού ή μοριακού φάσματος.

Το **φάσμα πυκνότητας ισχύος** (power density spectrum), ή απλά φάσμα ισχύος, είναι η γραφική παράσταση της πυκνότητας ισχύος (π.χ. σε μονάδες Watt/Hz) ως προς τη συχνότητα (σε μονάδες Hz) και αποδίδει τη διασπορά της ενέργειας ενός σήματος σε διάφορες συχνότητες. Επειδή η ισχύς είναι ανάλογη του τετραγώνου του πλάτους του σήματος, τα φάσματα ισχύος δεν περιέχουν αρνητικές κορυφές, όπως τα φάσματα πλάτους<sup>(4)</sup> και στην ουσία αποτελούν τη γραφική παράσταση  $[H(f)]^2 \cdot f$ .

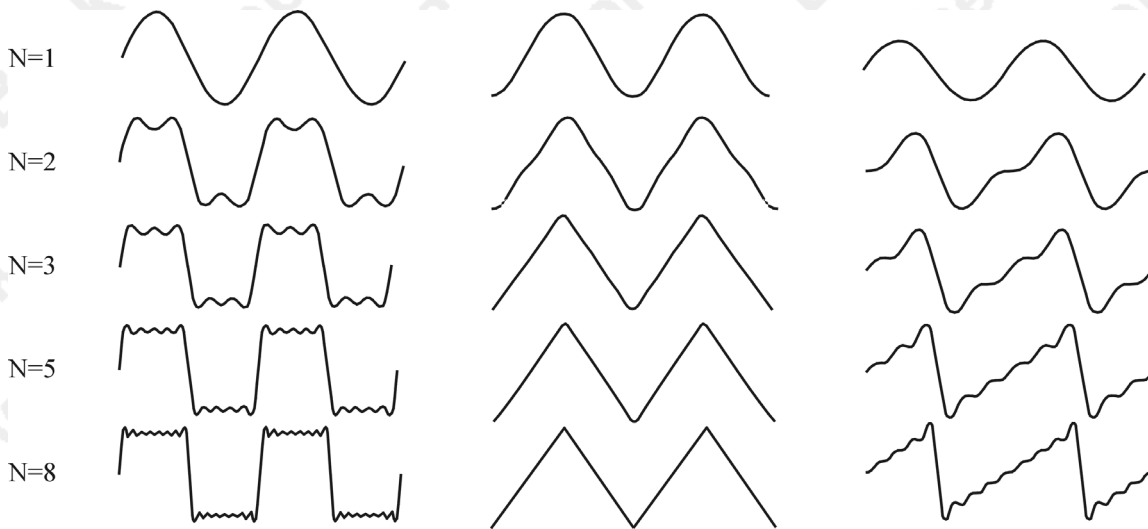
Από το φάσμα συχνοτήτων κάθε σήματος εντοπίζονται η περιοχή ή οι περιοχές συχνοτήτων που φέρουν το μεγαλύτερο ποσοστό πληροφοριών. Η σταδιακή σύνθεση των περιοδικών σημάτων του Σχήματος 5.2.1 δείχνεται στο Σχήμα 5.2.3., όπου παρουσιάζονται οι γραφικές παραστάσεις των αντίστοιχων “κολοβωμένων” σειρών Fourier με  $N$  ( $N = 1, 2, 3, 5$  και  $8$ ) ημιτονικούς όρους.

Είναι χαρακτηριστικό το ότι η σχεδόν πλήρης ανασύνθεση του τριγωνικού σήματος πραγματοποιείται με πολύ λιγότερους ημιτονικούς όρους, απ' ό,τι συμβαίνει με το τετραγωνικό και το πριονωτό σήμα. Η διαφορά αυτή μπορεί να ερμηνευθεί με προσεκτική παρατήρηση των αντίστοιχων φασμάτων συχνοτή-

(4) Στα φάσματα πλάτους οι μονάδες στον άξονα των τεταγμένων (π.χ. Volt/Hz) δεν έχουν καμιά φυσική σημασία. Αντίθετα, στα φάσματα ισχύος οι μονάδες, όπως Watt/Hz, έχουν σημασία, αφού από το φάσμα μπορεί να εκτιμηθεί το ποσοστό της ισχύος ενός σήματος, που περιέχεται σε μια περιοχή συχνοτήτων.

των (Σχήμα 5.2.2). Οι υψηλές αρμονικές του τετραγωνικού και του πριονωτού σήματος αποτελούν σημαντικό ποσοστό του φάσματος συχνοτήτων, σε αντίθεση με το τριγωνικό, όπου οι υψηλές αρμονικές είναι ουσιαστικά ανύπαρκτες, έχοντας πολύ μικρό πλάτος.

Η περιεκτικότητα του τετραγωνικού και του πριονωτού σήματος σε υψηλές αρμονικές, οφείλεται στις απότομες μεταπτώσεις τους (κάθετες πλευρές). Χαρακτηριστικό αποτέλεσμα της αποκοπής των υψηλών συχνοτήτων (ή ισοδύναμα της μη συμμετοχής τους στην ανασύνθεση) είναι ο **κωδωνισμός** (ringing), που παρατηρείται στα σημεία απότομων μεταπτώσεων.



**Σχήμα 5.2.3** Σταδιακή ανασύνθεση των κυματομορφών του Σχήματος 5.2.1 με χρησιμοποίηση 1, 2, 3, 5 και 8 ημιτονικών όρων των αντίστοιχων σειρών Fourier.

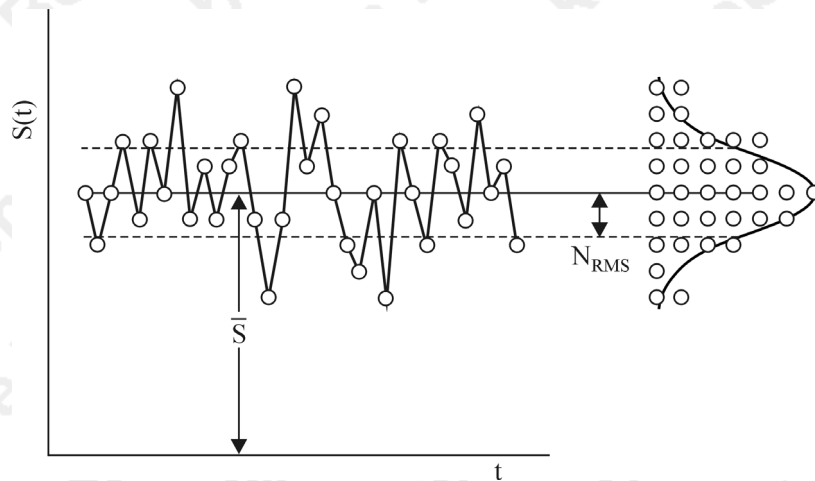
### 5.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΜΕΤΡΑ ΘΟΡΥΒΟΥ

Έστω ότι το θορυβώδες σήμα  $S(t)$  έχει μέση τιμή  $\bar{S}$  και εμφανίζει στιγμιαίες τιμές  $S_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ). Απόλυτο μέτρο του θορύβου του σήματος  $S(t)$  είναι η **μέση τιμή τετραγώνων θορύβου** (mean square noise),  $N_{RMS}^2$ , που παρέχεται από την εξίσωση

$$N_{RMS}^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (S - S_i)^2}{n} \quad (5.3.1)$$

και αποτελεί τη **διακύμανση** ή **μεταβλητότητα** (variance,  $\sigma^2$ ) του πληθυσμού των στιγμιαίων τιμών. Η τετραγωνική ρίζα της διακύμανσης, ονομάζεται ενεργή τιμή ή τιμή RMS (root mean square, σελ. 35) του θορύβου,  $N_{RMS}$  και ισούται με την **τυπική απόκλιση** (standard deviation,  $\sigma$ ) του πληθυσμού των στιγμιαίων τιμών του θορυβώδους σήματος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι θόρυβος και σφάλμα είναι έννοιες ουσιαστικά ταυτόσημες.

Στο Σχήμα 5.3.1 δείχνεται παραστατικά η μορφή του σήματος  $S(t)$ . Τα δείγματα τιμών που λαμβάνονται σε τακτά χρονικά διαστήματα συνιστούν ένα πληθυσμό με **κανονική** (ή **κατά Gauss**) κατανομή (normal ή Gaussian distribution). Αυτός ο τύπος θορύβου χαρακτηρίζεται ως **κανονικός θόρυβος** (normal noise) και η μέση τιμή του είναι πάντοτε ίση με το μηδέν. Τύποι θορύβου με διαφορετικές κατανομές είναι ασυνήθιστοι, όχι όμως και απίθανοι.



**Σχήμα 5.3.1** Σήμα επιβαρυνόμενο με κανονικό θόρυβο. Για σχεδιαστική απλούστευση και ανάδειξη της κανονικής κατανομής των δειγμάτων τιμών (κύκλοι), αυτές δείχνονται σαν να καταλαμβάνουν καθορισμένα μόνο (κβαντισμένα) επίπεδα τιμών.

**Σύνθεση θορύβων διαφόρων προελεύσεων.** Εάν το σήμα επιβαρύνεται με θορύβους διαφόρων προελεύσεων (1, 2, ... n), το αποτέλεσμα είναι ισοδύναμο με το να υπήρχε θόρυβος μιας και μόνης προέλευσης, αλλά με μέση τιμή τετραγώνων θορύβου ίση προς το άθροισμα των μέσων τιμών τετραγώνων θορύβου των επιμέρους θορύβων, είναι δηλαδή

$$(N_{RMS})_{ολ}^2 = (N_{RMS})_1^2 + (N_{RMS})_2^2 + \dots + (N_{RMS})_n^2 \quad (5.3.2)$$

Η Εξίσωση 5.3.2 είναι αποτέλεσμα του στατιστικού χαρακτήρα του θορύβου και παρουσιάζει αναλογία με την ολική διακύμανση αθροίσματος ποσοτήτων κάθε μία των οποίων χαρακτηρίζεται από μία επιμέρους διακύμανση. Από τη στατιστική και ειδικότερα από τη θεωρία διάδοσης τυχαίου σφάλματος είναι γνωστό ότι εάν οι ποσότητες A, B, ... χαρακτηρίζονται από τυπικές αποκλίσεις  $\sigma_A, \sigma_B, \dots$ , τότε εάν  $X = A + B + \dots$ , ισχύει ότι  $\sigma_X^2 = \sigma_A^2 + \sigma_B^2 + \dots$  (αθροιστικότητα των διακυμάνσεων).

**Λόγος S/N.** Τα απόλυτα μέτρα θορύβου έχουν ελάχιστη σημασία σε ένα όργανο, όπου ο θόρυβος μαζί με το σήμα διέρχονται από τη μια μονάδα στην άλλη και υφίστανται ενισχύσεις, μειώσεις ή άλλες διεργασίες. Το ενδιαφέρον εστιάζεται κυρίως στη σχετική μεταβολή των τιμών των σημάτων αυτών. Ορίζεται ως **λόγος σήματος-προς-θόρυβο** (ή **λόγος S/N**) (Signal-to-Noise Ratio, S/N ratio, SNR) η σχέση

$$\text{λόγος S/N} = \bar{S} / N_{RMS} \quad (5.3.3)$$

Ο λόγος S/N εκφράζεται κυρίως ως λόγος ισχύων σε μονάδες decibel (dB) σύμφωνα με την εξίσωση

$$S/N \text{ (dB ισχύος)} = 10 \log(P_{\Sigma\text{ΗΜΑΤΟΣ}}/P_{RMS,\text{ΘΟΡΥΒΟΥ}}) \quad (5.3.4)$$

και σπανιότερα ως λόγος τάσεων και ρευμάτων ανάλογα με τη φύση των ηλεκτρικών σημάτων

$$S/N \text{ (dB τάσης)} = 20 \log(V_{\Sigma\text{ΗΜΑΤΟΣ}}/V_{RMS,\text{ΘΟΡΥΒΟΥ}}) \quad (5.3.5)$$

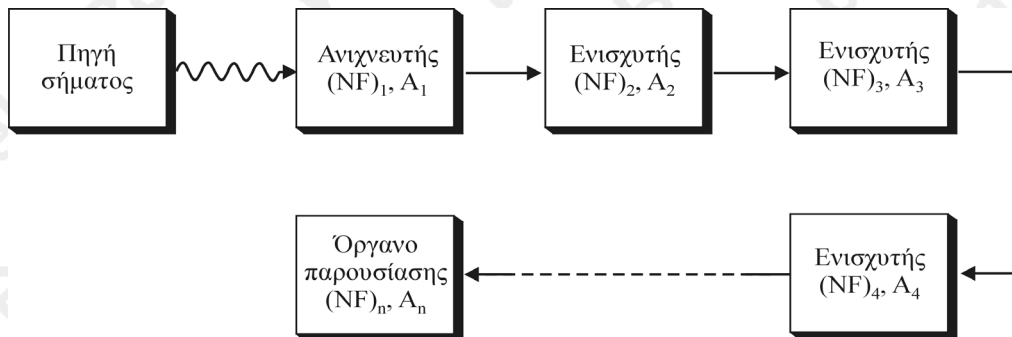
$$S/N \text{ (dB ρεύματος)} = 20 \log(I_{\Sigma\text{ΗΜΑΤΟΣ}}/I_{RMS,\text{ΘΟΡΥΒΟΥ}}) \quad (5.3.6)$$

**Εικόνα θορύβου.** Ένα χρήσιμο μέτρο με το οποίο μπορεί να κριθεί το κατά πόσο μια μονάδα ενός οργάνου προσθέτει ή αποκόπτει θόρυβο από το σήμα είναι η **εικόνα θορύβου** (noise figure, NF), που παρέχεται από τη σχέση

$$NF = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} \quad (5.3.7)$$

όπου  $(S/N)_i$  είναι ο λόγος S/N του σήματος εισόδου και  $(S/N)_o$ , ο λόγος S/N του σήματος εξόδου της μονάδας. Είναι προφανές ότι εάν είναι  $NF = 1$  η μονάδα δεν επιβαρύνει το σήμα με θόρυβο (ιδανική μονάδα), ενώ εάν είναι  $NF > 1$  η μονάδα επιβαρύνει το σήμα εξόδου με θόρυβο. Η εικόνα θορύβου συνήθως εκφράζεται σε decibel, σύμφωνα με τη σχέση

$$NF \text{ (σε dB)} = 20 \log \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} \quad (5.3.8)$$



**Σχήμα 5.3.2** Διάδοση σήματος και θορύβου μέσω μονάδων, που απαρτίζουν μια διάταξη ενός διαύλου.

**Συμβολή θορύβων σε διάταξη σειράς μονάδων.** Σε κάθε όργανο, από τον μεταλλάκτη εισόδου (ανιχνευτή) μέχρι τη μονάδα εξόδου, μεσολαβούν διάφορες μονάδες όπως διαγραμματικά δείχνεται στο Σχήμα 5.3.2. Εάν κάθε μονάδα χαρακτηρίζεται από εικόνα θορύβου  $(NF)_i$ , και απολαβή  $A_i$ , τότε η εικόνα θορύβου της όλης διάταξης (θεωρούμενη πλέον ως μια ενιαία μονάδα) παρέχεται από τη σχέση

$$NF = (NF)_1 + \frac{(NF)_2 - 1}{A_1} + \frac{(NF)_3 - 1}{A_1 A_2} + \dots + \frac{(NF)_n - 1}{A_1 A_2 \dots A_{n-1}} \quad (5.3.9)$$

**Παράδειγμα 5-1.** Η είσοδος μετατροπέα I/V (σελ. 78) συνδέεται με την άνοδο φωτολχνίας, η οποία στις τρέχουσες συνθήκες λειτουργίας εμφανίζει θερμικό θόρυβο (σελ. 178) και θόρυβο βολής (σελ. 179) με ενεργές τιμές 20 και 12 pA, αντιστοίχως. Στην είσοδο του μετατροπέα εισάγεται φωτόρευμα 25 nA και στην έξοδο του εμφανίζεται μέση τάση 0,240 V με ενεργή (RMS) τιμή θορύβου 2,0 mV. Να εκτιμηθεί η εικόνα θορύβου του μετατροπέα I/V.

**Λύση.** Η ενεργή τιμή του θορύβου στην έξοδο της φωτολχνίας υπολογίζεται από την Εξίσωση 5.3.2

$$i_{RMS} = \sqrt{20^2 + 12^2} = 23,3 \text{ pA}$$

ο λόγος S/N των σημάτων εισόδου και εξόδου είναι αντιστοίχως:



$$(\overline{S/N})_i = i / i_{\text{RMS}} = (25 \times 10^{-9} \text{ A}) / (23,3 \times 10^{-12} \text{ A}) = 1073$$

$$(\overline{S/N})_o = v / v_{\text{RMS}} = (0,240 \text{ V}) / (0,002 \text{ V}) = 120$$

Με αντικατάσταση των τιμών S/N των σημάτων εισόδου και εξόδου στην Εξίσωση 5.3.7 υπολογίζεται η εικόνα θορύβου του μετατροπέα I/V

$$\text{NF} = 1073 / 120 = \mathbf{8,9} \quad \text{ή} \quad 20 \log(8,9) = \mathbf{19,0 \text{ dB}}$$

**Παράδειγμα 5-2.** Ένα όργανο αποτελείται από τρεις βασικές μονάδες: 1 (μεταλλάκτης), 2 (ενισχυτής), 3 (όργανο εξόδου). Οι αντίστοιχες εικόνες θορύβου και απολαβές είναι  $(\text{NF})_1 = 1,8$ ,  $(\text{NF})_2 = 3$ ,  $(\text{NF})_3 = 5$  και  $A_1 = 50$ ,  $A_2 = 20$ ,  $A_3 = 10$ . Ποια είναι η εικόνα θορύβου του οργάνου, εάν τούτο θεωρηθεί ως μια ενιαία μονάδα;

**Λύση.** Σύμφωνα με την Εξίσωση 5.3.9 θα είναι

$$\text{NF} = 1,8 + (3 - 1) / 50 + (5 - 1) / (50 \times 20) = \mathbf{1,844}$$

Παρατήρηση. Η συνεισφορά θορύβου κάθε μονάδας ελαττώνεται ταχύτατα, όσο αυτή απέχει περισσότερο από τον μεταλλάκτη/ανιχνευτή. Το γεγονός αυτό οδηγεί στο ακόλουθο πρακτικό συμπέρασμα:

*Η προσπάθεια για τη μείωση του θορύβου στις μετρήσεις με ένα όργανο, πρέπει να επικεντρώνεται κυρίως στον ίδιο τον ανιχνευτή και στο πρώτο στάδιο ενίσχυσης.*

Επειδή μια από τις κυριότερες πηγές θορύβου της πρώτης μονάδας είναι τα ίδια τα καλώδια σύνδεσης μεταλλάκτη/ανιχνευτή με τον πρώτο ενισχυτή, όποτε είναι δυνατόν ο πρώτος ενισχυτής (προενισχυτής) καλωδιώνεται απ'ευθείας στον μεταλλάκτη.

## 5.4 ΚΥΡΙΟΤΕΡΟΙ ΤΥΠΟΙ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΘΟΡΥΒΩΝ

Εφόσον σε όλα τα όργανα μετρήσεων, από το μεταλλάκτη εισόδου μέχρι τα όργανα παρουσίασης, μεσολαβούν ηλεκτρικά κυκλώματα, πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στους διάφορους τύπους ηλεκτρικών θορύβων.

Υπάρχουν δύο βασικές κατηγορίες θορύβου: (α) Ο **θεμελιώδης θόρυβος** (fundamental noise), ο οποίος είναι κατά κανόνα ενδογενούς προέλευσης για κάθε μονάδα και χαρακτηρίζεται από “λευκό” φάσμα συχνοτήτων, δηλαδή όλες οι συχνότητες συμμετέχουν στον ίδιο βαθμό. Οφείλεται στην τυχαία κίνηση φορέων ηλεκτρικού φορτίου και κύριοι εκπρόσωποι του είναι ο **θερμικός θόρυβος** και ο **θόρυβος βολής**. (β) Ο **μη θεμελιώδης θόρυβος** (ή **θόρυβος περίσσειας**) (non-fundamental ή excess noise), ο οποίος χαρακτηρίζεται από “έγχρωμο” φάσμα συχνοτήτων, δηλαδή μπορεί κάποιες συχνότητες να εμφανίζονται εντονότερα. Ο θόρυβος περιβάλλοντος είναι ο κυριότερος τύπος μη θεμελιώδους θορύβου.

### 5.4.1 Θόρυβος περιβάλλοντος

Ο **θόρυβος περιβάλλοντος** (environmental noise) ή **θόρυβος παρεμβολής** (interference noise) αποτελεί τυπική περίπτωση εξωγενούς, μη θεμελιώδους θορύβου και κατά κανόνα ανθρωπογενούς προέλευσης.

Είναι γνωστό ότι η επιτάχυνση φορέων ηλεκτρικού φορτίου (π.χ. ηλεκτρονίων) έχει ως αποτέλεσμα την εκπομπή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Έτσι, π.χ., στις γραμμές ηλεκτρικής τροφοδοσίας, που περιβάλλουν κάθε χώρο διαβίωσης και εργασίας, ηλεκτρικά φορτία υπόκεινται σε αρμονικές ταλαντώσεις

50 Hz (συχνότητα του ηλεκτρικού δικτύου). Οι γραμμές αυτές δρουν ως κεραίες εκπομπής ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας 50 Hz. Η ακτινοβολία αυτή “συλλαμβάνεται” επαγωγικά από κάθε αθωράκι στο αγωγό, ο οποίος δρα ως κεραία λήψης. Ο θόρυβος των 50 Hz συνοδεύεται και από τις αρμονικές συχνότητες 100, 150, 200 Hz κ.ο.κ. με συνεχώς μειούμενο πλάτος.

Ηλεκτρικές εκκενώσεις (π.χ. ατμοσφαιρικά φαινόμενα, σπινθηριστές μηχανών εσωτερικής καύσης) προκαλούν την εμφάνιση παροδικού θορύβου σε ευρύτατο πλάτος του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος (βλέπε Σχήμα 5.2.2, ζεύγος συναρτήσεων 9).

Σε υψηλότερες συχνότητες του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος, εμφανίζονται θόρυβοι στην περιοχή ραδιοφωνικών συχνοτήτων και των μικροκυμάτων, που οφείλονται σε πομπούς ραδιοφωνίας και τηλεόρασης, σε συσκευές διαθερμίας και μικροκυμάτων, στην κινητή τηλεφωνία, ραντάρ κ.λπ.

Οι θόρυβοι περιβάλλοντος, που εμφανίζονται σε περιοχές συχνοτήτων μεγαλύτερες από 100 kHz, δεν αποτελούν ιδιαίτερο πρόβλημα στη χημική οργανολογία, δεδομένου του γεγονότος ότι δεν αντιμετωπίζεται η μέτρηση ποσοτήτων με συνιστώσες συχνοτήτων στην περιοχή αυτή με εξαίρεση τις φασματοσκοπίες NMR και ESR.

Οι θόρυβοι περιβάλλοντος αντιμετωπίζονται με διάφορες τεχνικές **υλισμικού**, (hardware) (σελ. 183), όπως με σχολαστική θωράκιση των ευαίσθητων μονάδων, χρησιμοποίηση φίλτρων αποκοπής ζώνης συχνοτήτων ή με “μεταφορά” της πληροφορίας σε σχετικά “ήσυχες” περιοχές συχνοτήτων.

#### 5.4.2 Θερμικός θόρυβος

Η θερμική κίνηση φορέων ηλεκτρικού φορτίου είναι η αιτία του **θερμικού θορύβου** (thermal noise), που συναντάται σε κάθε ηλεκτρονικό κύκλωμα. Ο θόρυβος αυτός είναι γνωστός και ως **θόρυβος Johnson** και **θόρυβος Nyquist** προς τιμή εκείνου που ανακάλυψε το φαινόμενο αυτό και εκείνου, που έδειξε ότι ο θόρυβος αυτός είναι αποτέλεσμα του δεύτερου νόμου της θερμοδυναμικής, αντιστοίχως.

Ο θερμικός θόρυβος υπάρχει πάντοτε στα άκρα μιας αντίστασης, ανεξάρτητα του εάν η ίδια διαρρέεται ή όχι από ηλεκτρικό ρεύμα. Η φύση του θερμικού θορύβου είναι καθαρά τυχαία, όπως ακριβώς η κατεύθυνση και η απόσταση, που μπορούν να κινηθούν τα ηλεκτρικά φορτία, απουσία ηλεκτρικού πεδίου. Δηλαδή, δεν υπάρχει συγκεκριμένη προτίμηση για μια πολικότητα, ένα πλάτος ή μια συχνότητα. Για τους λόγους αυτούς ο θερμικός θόρυβος είναι τυπικό παράδειγμα θεμελιώδους (λευκού), κανονικού θορύβου.

Η ενεργή (RMS) τιμή της τάσης, η οποία αναπτύσσεται στα άκρα μιας αντίστασης λόγω θερμικού θορύβου, παρέχεται από την εξίσωση Nyquist

$$V_{\Theta EPM, RMS} = \sqrt{4kTR\Delta f} \tag{5.4.1}$$

όπου  $k$  η σταθερά Boltzman ( $1,38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$ ),  $T$  η απόλυτη θερμοκρασία της αντίστασης,  $R$  η τιμή της αντίστασης και  $\Delta f$  το εύρος της **ζώνης συχνοτήτων** (frequency bandwidth), που λαμβάνονται υπόψη για τον υπολογισμό της RMS τιμής τάσης του θερμικού θορύβου. Αξιοσημείωτο είναι το ότι η ισχύς του θερμικού θορύβου δεν εξαρτάται από την τιμή της αντίστασης :

$$P_{\Theta EPM} = (V_{\Theta EPM, RMS})^2 / R = 4kT\Delta f \tag{5.4.2}$$

Ο θερμικός θόρυβος αντιμετωπίζεται με μείωση του εύρους συχνοτήτων των μονάδων, αποφυγή χρήσης μεγάλων τιμών αντιστάσεων (σελ. 71) και σε ορισμένες περιπτώσεις με κατάψυξη κρίσιμων τμημάτων των κυκλωμάτων.



**Παράδειγμα 5-3.** Ποια είναι η RMS τιμή του θερμικού θορύβου, εκπεφρασμένη σε πεχαμετρικές μονάδες, που συνοδεύει τις μετρήσεις pH στους 25 °C, εάν το ηλεκτρόδιο ύαλου έχει εσωτερική αντίσταση 1000 MΩ και το εύρος ζώνης συχνοτήτων των υπόλοιπων σταδίων ενίσχυσης είναι: (α) 100 kHz (τυπικό για κυκλώματα με τελεστικούς ενισχυτές σε ζεύξη DC) και (β) 500 Hz (τυπικό για κυκλώματα συντονισμένων ενισχυτών, σελ. 190).

**Λύση.** (α)

$$V_{\Theta EPM, RMS} = \sqrt{4 \times (1,38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1})(298 \text{ K})(10^9 \Omega)(10^5 \text{ s}^{-1})} = 0,00128 \text{ V}$$

Από την εξίσωση Nernst υπολογίζεται ότι στους 25 °C μια πεχαμετρική μονάδα αντιστοιχεί σε 0,05916 V (βλέπε και σελ. 87), επομένως η RMS τιμή του θορύβου εκπεφρασμένη σε μονάδες pH είναι

$$(0,00128 \text{ V}) / (0,05916 \text{ V/μονάδα pH}) = \mathbf{0,022} \text{ μονάδες pH}$$

(β) Στην περίπτωση του ηλεκτρομέτρου με ενισχυτή περιορισμένου εύρους διέλευσης ζώνης συχνοτήτων, με ανάλογο τρόπο υπολογίζεται ότι είναι  $V_{\Theta EPM, RMS} = 0,000091 \text{ V}$ , που αντιστοιχεί μόλις σε **0,0015** μονάδες pH.

Παρατήρηση. Από το παράδειγμα γίνεται σαφές ότι το εύρος συχνοτήτων, στο οποίο αποκρίνεται μια μονάδα (βλέπε σελ. 5, 66), πρέπει να περιορίζεται στο ελάχιστο απαραίτητο, ώστε να ελαχιστοποιείται η συνεισφορά του θερμικού θορύβου στη διακύμανση του μετρούμενου σήματος.



### 5.4.3 Θόρυβος βολής

Ο **θόρυβος βολής** (shot noise) περιγράφηκε από τον Schottky και είναι θεμελιώδης θόρυβος, που εμφανίζεται, όποτε φορτισμένα σωματίδια διέρχονται μέσω επαφών *pn* (σε διόδους και τρανζίστορ) ή καταφθάνουν σε επιφάνειες ηλεκτροδίων (π.χ. ηλεκτρόνια στις ανόδους λυχνιών κενού, φωτολυχνιών και φωτοπολλαπλασιαστών).

Στατιστικά οι αφίξεις των ηλεκτρονίων, ως διακριτά γεγονότα, είναι τυχαίες. Η στατιστική απαρίθμησης διακριτών γεγονότων γνωστή ως κατανομή Poisson<sup>5</sup> προβλέπει ότι ο αριθμός *N* των αφικνούμενων ηλεκτρονίων, σε σταθερό χρονικό διάστημα παρατήρησης  $\Delta t$ , υπόκειται σε διακυμάνσεις από τη μια παρατήρηση στην άλλη με τυπική απόκλιση ίση προς  $\sqrt{N}$ . Έτσι, εάν για χρόνο παρατήρησης  $\Delta t$ , ίσο προς 1 ms ο μέσος αριθμός αφίξης στην άνοδο ενός φωτοπολλαπλασιαστή είναι 100 φωτοηλεκτρόνια, η τυπική απόκλιση πλήθους παρατηρήσεων θα είναι ίση προς  $\sqrt{N} = 10$  ηλεκτρόνια και η σχετική τυπική απόκλιση  $(10/100) \times 100 = 10\%$ . Εάν ο χρόνος παρατήρησης αυξηθεί στα 100 ms, ο μέσος αριθμός αφίξεων γίνεται 10000 ηλεκτρόνια και η τυπική απόκλιση γίνεται ίση προς 100 και η σχετική τυπική απόκλιση  $(100/10000) \times 100 = 1\%$ . Εφόσον το ρεύμα είναι ανάλογο του αριθμού των αφικνούμενων ηλεκτρονίων στη χρονική μονάδα και επειδή οι αφίξεις αυτές υπόκεινται σε στατιστικές διακυμάνσεις ως διακριτά γεγονότα, τότε οι προηγούμενες διακυμάνσεις μεταφράζονται σε διακυμάνσεις ρεύματος, που συνιστούν τον θόρυβο βολής.

Η RMS τιμή του ρεύματος που οφείλεται σε θόρυβο βολής παρέχεται από την εξίσωση του Schottky:

---

(5) Η κατανομή Poisson περιγράφει την πιθανότητα να συμβεί καθορισμένος αριθμός γεγονότων σε καθορισμένο διάστημα χρόνου ή χώρου. Τυπικά παραδείγματα φαινομένων που ακολουθούν την κατανομή Poisson είναι: ο αριθμός αυτοκινήτων που διασχίζουν μια λεωφόρο, ο αριθμός τηλεφωνικών κλήσεων από μια τηλεφωνική συσκευή και οι απαριθμούμενες κρούσεις σε ένα απαριθμητή Geiger. Χαρακτηριστική ιδιότητα της κατανομής Poisson είναι ότι εάν στο δεδομένο διάστημα χώρου ή χρόνου αναμένονται κατά μέσο όρο *m* γεγονότα, η τυπική απόκλιση πολλαπλών μετρήσεων για το ίδιο διάστημα θα είναι  $\sqrt{m}$ .

$$I_{\text{ΒΟΛΗΣ, RMS}} = \sqrt{\frac{q_e \bar{I}}{\Delta t}} \quad (5.4.3)$$

όπου  $q_e$  είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου ( $1,603 \times 10^{-19}$  C),  $\bar{I}$  είναι η μέση τιμή του ρεύματος και  $\Delta t$  ο χρόνος παρατήρησης ή ολοκλήρωσης για κάθε μέτρηση.

Ο θόρυβος βολής μπορεί να εκφρασθεί και ως συνάρτηση του φασματικού εύρους  $\Delta f$ , εάν ληφθεί υπόψη ότι χρόνος παρατήρησης  $t$  ισοδυναμεί σε φασματικό εύρος  $\Delta f = 1/(2t)$ , οπότε

$$I_{\text{ΒΟΛΗΣ, RMS}} = \sqrt{2q_e \bar{I} \Delta f} \quad (5.4.4)$$

Από τα προηγούμενα συμπεραίνεται ότι ο θόρυβος βολής οφείλεται στον διακριτό χαρακτήρα των ηλεκτρικών φορτίων και συνεπώς των ρευμάτων και των τάσεων. Ένας αποτελεσματικός τρόπος αντιμετώπισης του είναι η αντικατάσταση των απλών μετρήσεων της τρέχουσας τιμής του μεγέθους, με το αποτέλεσμα της ολοκλήρωσης της τιμής του για ένα σχετικά μεγαλύτερο χρονικό διάστημα.

Γενικά, ο θόρυβος βολής έχει τα ίδια φασματικά χαρακτηριστικά με τον θερμικό θόρυβο (λευκός θόρυβος ενδογενούς προέλευσης) και κατά κανόνα οι RMS τιμές του είναι αρκετά μικρότερες από εκείνες του θερμικού θορύβου. Γενικά ο θόρυβος βολής μπορεί να αγνοηθεί, εκτός από τις περιπτώσεις των φωτολυχνιών και των φωτοπολλαπλασιαστών, όπου πολλές φορές μπορεί να είναι και ο καθοριστικός παράγοντας επαναληψιμότητας των μετρήσεων.

#### 5.4.4 Θόρυβος 1/f

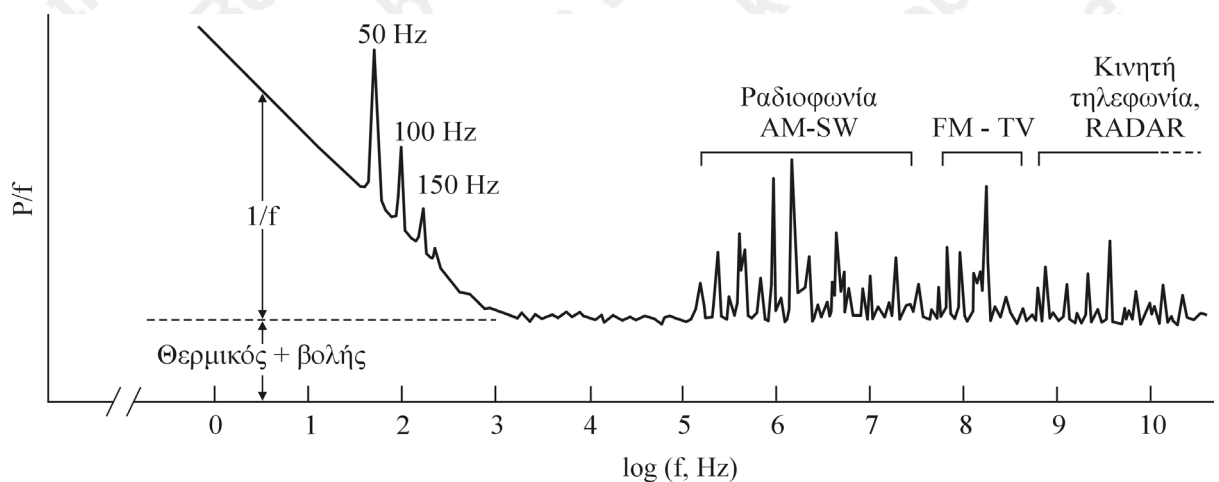
Ο **θόρυβος 1/f** ή **θόρυβος flicker** (to flicker: τρεμοσβύνω) είναι ένας ενδογενής θόρυβος η προέλευση του οποίου ακόμη δεν είναι βέβαιη. Θα μπορούσε να αποδοθεί σε διαδοχικές διασπάσεις-επανασυνδέσεις ηλεκτρονίων-οπών και αναμένεται ιδιαίτερα έντονος στους ημιαγωγούς. Ωστόσο, εμφανίζεται και όπου υπάρχουν συμπλέγματα διαφορετικών ατόμων, όπως στα υλικά κατασκευής των φωτοκαθόδων και όπου υπάρχουν κοκκώδη υλικά, όπως στις αντιστάσεις άνθρακα και για τον περιορισμό του χρησιμοποιούνται, οπότε είναι δυνατόν, αντιστάσεις περιελιγμένου σύρματος (σελ. 20).

Ονομάζεται θόρυβος 1/f επειδή εμφανίζεται ιδιαίτερα έντονος σε σήματα χαμηλών συχνοτήτων και η ισχύς του είναι ανάλογη του  $1/f^n$ , όπου  $f$  είναι η συχνότητα του σήματος και  $n$  μια σταθερά σχεδόν ίση με 1 ( $0,9 \leq n \leq 1,35$ ).

Η παρουσία του θορύβου 1/f έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της εικόνας θορύβου των ενισχυτών στις χαμηλές συχνότητες. Υπερισχύει των άλλων θεμελιωδών θορύβων σε συχνότητες κάτω από 300 Hz, ενώ η παρουσία του είναι σχεδόν αμελητέα σε σήματα με συχνότητες μεγαλύτερες από 1 kHz. Γενικά, το φαινόμενο της ολίστησης της απολαβής των ενισχυτών DC θεωρείται ως μια εκδήλωση του θορύβου 1/f.

Κατά την ενίσχυση χαμηλόσυχνων ασθενών σημάτων, ο θόρυβος 1/f υφίσταται ίση ενίσχυση, οπότε δεν είναι δυνατόν να επέλθει καμία ουσιαστική βελτίωση του λόγου S/N. Η κατάσταση αντιμετωπίζεται με “μεταφορά” της πληροφορίας του σήματος σε υψηλές συχνότητες, π.χ. με **διαμόρφωση** (modulation) ενός υψίσυχνου σήματος, όπου το υψίσυχο πλέον σήμα μπορεί να ενισχυθεί χωρίς εισαγωγή θορύβου 1/f. Στη συνέχεια το σήμα επαναφέρεται στις αρχικές συχνότητες με **συγχρονισμένη αποδιαμόρφωση** (synchronous demodulation). Στην αρχή αυτή βασίζεται η λειτουργία των ενισχυτών lock-in (σελ. 194).

Τυπικό φάσμα πυκνότητας ισχύος (P/f) ηλεκτρικών θορύβων διαφορετικών προελεύσεων δείχνεται στο Σχήμα 5.4.1. Είναι χαρακτηριστική η έντονη παρουσία του θορύβου 1/f στις χαμηλές συχνότητες, η σταθερή παρουσία λευκού θορύβου (θερμικός θόρυβος + θόρυβος βολής), όπως και οι διάφοροι μη θεμελιώδεις θόρυβοι (θόρυβοι περισσειας). Αξίζει ακόμη να παρατηρηθεί ότι στην περιοχή 500 Hz -100 kHz κατά κανόνα υπάρχει μια περιοχή σχετικής “ηρεμίας”.



**Σχήμα 5.4.1** Τυπικό φάσμα ισχύος υποβάθρου ηλεκτρικών θορύβων, που μπορεί να συνοδεύει το επιθυμητό σήμα. Η σχέση των πλατών και η συνεισφορά των επιμέρους θορύβων είναι υποθετική, εφόσον εξαρτάται από την περιοχή στην οποία πραγματοποιούνται οι μετρήσεις.

### 5.4.5 Θόρυβος κβαντισμού

Ο **θόρυβος κβαντισμού** (quantization noise, QN) εμφανίζεται κατά τη μετατροπή αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά και είναι αναπόφευκτο αποτέλεσμα της καθορισμένης διακρισιμότητας των αναλογικοψηφιακών μετατροπέων. Το αποτέλεσμα της ψηφιοποίησης ενός αναλογικού σήματος και ο αντίστοιχος θόρυβος κβαντισμού δείχνεται στο Σχήμα 5.4.2. Η RMS τιμή του θορύβου κβαντισμού, παρέχεται από την ακόλουθη σχέση

$$QN_{RMS} = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad (5.4.5)$$

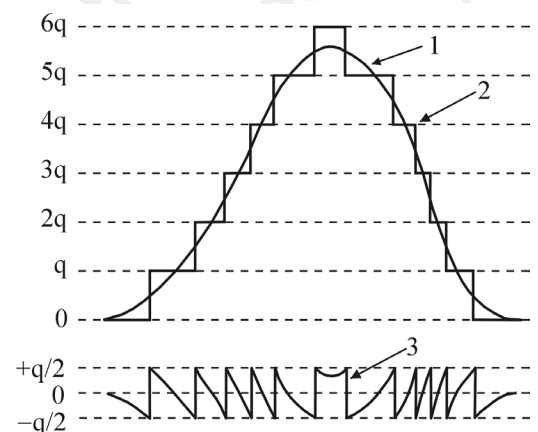
όπου  $q$  είναι το διάστημα κβαντισμού του Α/Ψ μετατροπέα. Είναι προφανές ότι οι τιμές του θορύβου (ή σφάλματος) κβαντισμού βρίσκονται πάντοτε στο διάστημα  $-q/2$  έως  $+q/2$ .

Σφάλμα κβαντισμού εισάγεται και στην περίπτωση αναλογικών οργάνων από τη στιγμή που ο χειριστής στρογγυλεύει τις ενδείξεις κατά ένα καθορισμένο τρόπο.



**Παράδειγμα 5-4.** Το δυναμικό ενός εκλεκτικού ηλεκτροδίου ιόντων φθορίου μετρείται με ψηφιακό ηλεκτρόμετρο με διακρισιμότητα τιμών 0,1 mV. Η τυπική απόκλιση μετρήσεων του δυναμικού, που αναπτύσσει σε διάλυμα NaF  $1,00 \times 10^{-3}$  M, βρίσκεται 0,070 mV. Να εκτιμηθεί η πραγματική (ενδογενής) τυπική απόκλιση των ενδείξεων δυναμικού του εκλεκτικού ηλεκτροδίου.

**Λύση.** Η τυπική απόκλιση ( $\sigma_{ολ}$ ) που μετρήθηκε είναι η συνισταμένη δύο πηγών θορύβου (ή σφάλματος): του ενδογενούς θορύβου ( $\sigma_x$ ) του μεταλλάκτη και του θορύβου κβαντισμού ( $\sigma_{QN}$ ) που εισάγει η ίδια η παρουσίαση της μέτρησης. Με βάση την Εξίσωση 5.3.2 θα είναι



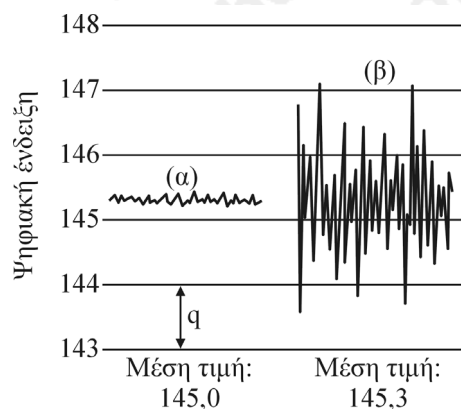
**Σχήμα 5.4.2** Το αρχικό σήμα (1), η κβαντισμένη μορφή του (2) και ο θόρυβος κβαντισμού (3).

$$\sigma_x = \sqrt{\sigma_{\text{ολ}}^2 - \sigma_{\text{QN}}^2} = \sqrt{0,070^2 - (0,1/\sqrt{12})^2} = \mathbf{0,064 \text{ mV}}$$



**Βελτίωση ακρίβειας ψηφιακής ένδειξης με εισαγωγή θορύβου.** Ενώ ο θόρυβος είναι ανεπιθύμητος στις μετρήσεις, υπάρχει περίπτωση που σκόπιμη εισαγωγή του βελτιώνει την ακρίβεια μέτρησης. Αυτή η κάπως παράδοξη περίπτωση παρουσιάζεται στην εξαιρετικά συνηθισμένη μέτρηση μέσω ψηφιακών οργάνων ή Α/Ψ μετατροπέων διασυνδεδεμένων με υπολογιστές.

Εάν η διακρισιμότητα του Α/Ψ μετατροπέα ή του ψηφιακού οργάνου είναι περιορισμένη, ένα σχετικά αθόρυβο και σταθερό σήμα εισόδου θα έχει ως αποτέλεσμα σταθερή ψηφιακή ένδειξη στην έξοδο του μετατροπέα ή του οργάνου. Ο υπολογιστής, προγραμματισμένος να λαμβάνει N δείγματα τιμών για να υπολογίσει τη μέση τιμή τους, αναπόφευκτα ως αποτέλεσμα θα δώσει την αρχική σταθερή τιμή. Αντίθετα, εάν το σήμα περιέχει κανονικό θόρυβο με RMS τιμή (δηλ. τυπική απόκλιση) περίπου ίση προς q/2, όπου q η διακρισιμότητα του Α/Ψ μετατροπέα ή του ψηφιακού οργάνου, τα δείγματα τιμών θα διαφέρουν μεταξύ τους και η μέση τιμή τους θα είναι αντιπροσωπευτικότερη της πραγματικής τιμής του σήματος. Η τυπική απόκλιση της μέσης τιμής θα είναι αντιστρόφως ανάλογη προς την τετραγωνική ρίζα του N. Η τεχνική αυτή αναφέρεται ως dithering (to dither = αμφιταλαντεύομαι).



**Σχήμα 5.4.3** Αύξηση της ακρίβειας μέτρησης με την τεχνική dithering: (α) Αρχικό σήμα, (β) το ίδιο σήμα μετά τη σκόπιμη εισαγωγή κανονικού θορύβου.

Ένα παράδειγμα της εφαρμογής της τεχνικής εισαγωγής κανονικού θορύβου παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.4.3. Υπολογισμός της μέσης τιμής πολλαπλών μετρήσεων του σχετικά αθόρυβου σήματος (α) θα παρέχει πάντοτε ως αποτέλεσμα 145,0 μονάδες (π.χ. mV). Ο ίδιος υπολογισμός στο ίδιο σήμα, αλλά με επιπλέον κανονικό θόρυβο με RMS τιμή 0,5 (β), θα δώσει ως αποτέλεσμα 145,3 μονάδες, το οποίο είναι πιο κοντά στην πραγματική μέση τιμή.

## 5.5 ΑΝΑΓΚΗ ΑΥΞΗΣΗΣ ΤΟΥ ΛΟΓΟΥ S/N

Η αύξηση του λόγου S/N κατά τη μέτρηση μιας φυσικής ή χημικής ποσότητας εξυπηρετεί δύο σκοπούς: (1) Βελτιώνεται η ακρίβεια και η αξιοπιστία της μέτρησης και (2) η χρήσιμη περιοχή μέτρησης ενός οργάνου επεκτείνεται σημαντικά προς χαμηλότερες τιμές.

Γενικά, κάθε προσπάθεια βελτίωσης μιας ενόργανης αναλυτικής τεχνικής δεν πρέπει να αποβλέπει στην απλή ενίσχυση του αναλυτικού σήματος, αλλά στην αύξηση του λόγου S/N. Υπενθυμίζεται ότι στις περισσότερες αναλυτικές μεθόδους το **όριο ανίχνευσης** (limit of detection, LOD) ορίζεται ως το τριπλάσιο της τυπικής απόκλισης των μετρήσεων, ενώ το **όριο ποσοτικού προσδιορισμού** (limit of quantification, LOQ) ορίζεται ως το δεκαπλάσιο της τυπικής απόκλισης. Έτσι, π.χ. εάν κατά τον φλογοφωτομετρικό προσδιορισμό ασβεστίου οι μετρούμενες συγκεντρώσεις παρουσιάζουν τυπική απόκλιση  $\sigma = 0,5 \mu\text{g/L}$ , το κατώτερο όριο ανίχνευσης και ποσοτικού προσδιορισμού με την τεχνική αυτή είναι 1,5 και 5  $\mu\text{g/L}$ , αντίστοιχα. Αύξηση του λόγου S/N συνεπάγεται αντίστοιχη μείωση της τυπικής απόκλισης των μετρήσεων, επομένως η εφαρμοσιμότητα της τεχνικής επεκτείνεται και σε δείγματα με ακόμη χαμηλότερες συγκεντρώσεις ασβεστίου.

Οι μέθοδοι αύξησης του λόγου S/N στις μετρήσεις διαφόρων φυσικών ή χημικών ποσοτήτων διακρίνονται σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη κατηγορία βασίζεται σε συνδυασμό τεχνικών θωράκισης, χρήση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων (π.χ. φίλτρων διέλευσης ζώνης συχνοτήτων), ενισχυτών ειδικού τύπου και ολοκληρωτών. Οι μέθοδοι αυτές ονομάζονται συλλογικά **μέθοδοι υλισμικού** (hardware methods).

Η δεύτερη κατηγορία μεθόδων βασίζεται στη χρήση ψηφιακών υπολογιστών. Λαμβάνονται δείγματα “στιγμιότυπα” του σήματος (μαζί με τον θόρυβο που τα συνοδεύει) και εισάγονται στη μνήμη του υπολογιστή ως μια σειρά τιμών. Στη συνέχεια οι τιμές υφίστανται επεξεργασία με κατάλληλο πρόγραμμα που βελτιώνει τον λόγο S/N. Οι μέθοδοι αυτές ονομάζονται συλλογικά **μέθοδοι λογισμικού** (software methods). Λόγω του συνεχώς μειούμενου κόστους των ψηφιακών υπολογιστών και της σύνδεσης ή ενσωμάτωσής τους ουσιαστικά σε κάθε μετρητική διάταξη, η τάση στη σύγχρονη οργανολογία είναι η αντικατάσταση των μεθόδων υλισμικού με μεθόδους λογισμικού.

Μια σειρά βασικών μεθόδων υλισμικού και λογισμικού για την αντιμετώπιση του θορύβου στις μετρήσεις θα περιγραφεί στα επόμενα κεφάλαια.

## 5.6 ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΗ ΘΟΡΥΒΟΥ ΜΕ ΜΕΘΟΔΟΥΣ ΥΛΙΣΜΙΚΟΥ

### 5.6.1 Γείωση και θωράκιση μονάδων

Γενικά, ως **γείωση** (grounding) ορίζεται η ηλεκτρική σύνδεση του μεταλλικού περιβλήματος (chassis) μιας συσκευής με τη γείωση της ηλεκτρολογικής εγκαταστάσης, ή με μεταλλικές ράβδους μπηγμένες στο έδαφος ή με μεταλλικούς αγωγούς ύδρευσης. Η γείωση αυτού του τύπου στο εξής θα ονομάζεται **πραγματική γείωση** (true ground, earthing) και πρέπει να διακρίνεται από τη γείωση των εξαρτημάτων σε ένα κύκλωμα. Η τελευταία αποτελεί το σημείο αναφοράς και μετρήσεων των δυναμικών διαφόρων σημείων του και ονομάζεται **κοινό** (common).

Το κοινό ενός κυκλώματος άλλοτε συνδέεται με την πραγματική γείωση και άλλοτε όχι. Σε ευαίσθητα κυκλώματα ενισχυτών, ποτενσιοστάτες κ.λπ. η σύνδεση αυτή πρέπει να αποφεύγεται, γιατί καθιστά το κύκλωμα ευαίσθητο σε **βρόχους γείωσης**.

Με την πραγματική γείωση εξασφαλίζονται: (1) Η ασφάλεια του χειριστή της συσκευής έναντι τυχαίων διαρροών του ηλεκτρικού ρεύματος προς το μεταλλικό περίβλημα λόγω φθοράς διαφόρων εξαρτημάτων ή κακής κατασκευής και (2) η αποτελεσματική μείωση της απ'ευθείας σύλληψης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας και γενικά μη θεμελιωδών τύπων θορύβου, π.χ. θόρυβος 50 Hz, ραδιοφωνικές εκπομπές, ηλεκτρονικές αναφλέξεις κινητήρων αυτοκινήτων, θόρυβοι εκκινήτων (starters) λαμπτήρων φθορισμού.

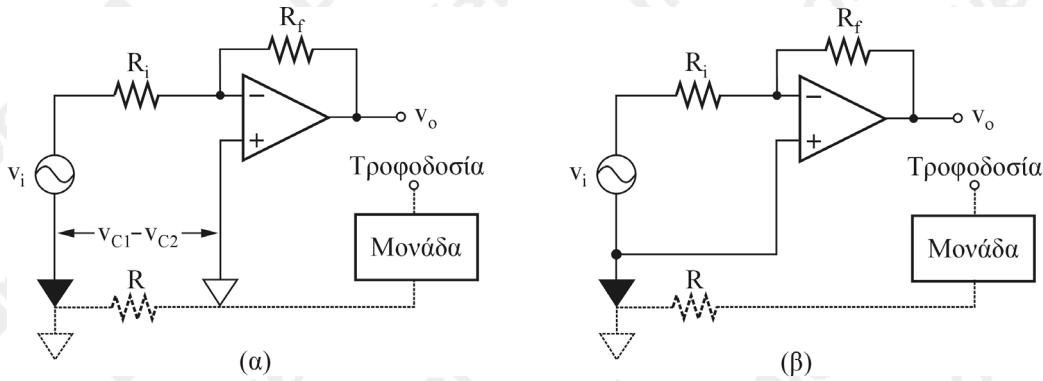
**Βρόχος γείωσης.** Η σύνδεση των κοινών πολλών μονάδων πρέπει να γίνεται με βάση καθορισμένο και όχι τυχαίο τρόπο, για να αποφευχθεί η εισαγωγή θορύβου από την παρουσία **βρόχου γείωσης** (grounding loop). Η σύνδεση του Σχήματος 5.6.1α δημιουργεί βρόχο γείωσης, λόγω σύνδεσης της πηγής σήματος (π.χ. του ανιχνευτή) και του τελεστικού ενισχυτή σε δύο διαφορετικά σημεία του κοινού του κυκλώματος. Μεταξύ των δύο σημείων σύνδεσης είναι δυνατόν να υπάρχει μια παράσιτη διαφορά δυναμικού  $v_{C1} - v_{C2}$ . Στην περίπτωση αυτή το σήμα στην έξοδο του ενισχυτή θα παρέχεται από τη σχέση

$$v_o = -(R_f/R_i)[v_i + (v_{C1} - v_{C2})] \quad (5.6.1)$$

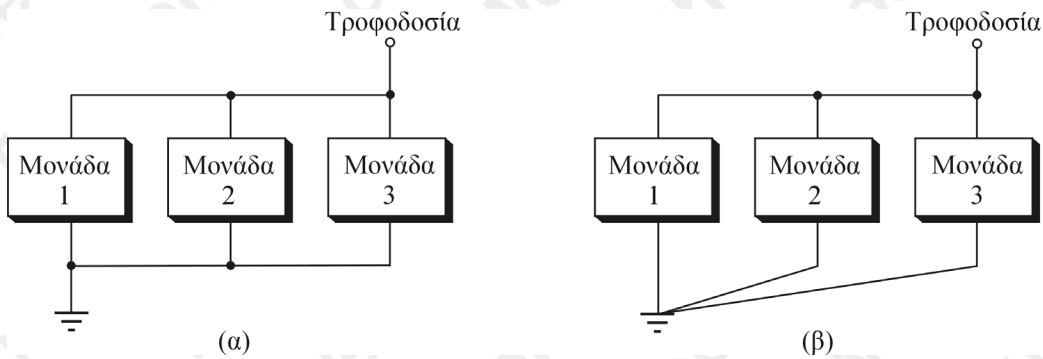
Η παράσιτη διαφορά δυναμικού  $v_{C1} - v_{C2}$  οφείλεται στο ότι δεν υπάρχουν μεταλλικοί αγωγοί, που είναι πλήρως απαλλαγμένοι από ωμική και επαγωγική αντίσταση. Έτσι, όταν και οι δύο γειώσεις είναι συνδεδεμένες με τον ίδιο αγωγό και η αντίσταση μεταξύ των δύο σημείων συνδέσεων είναι  $R$ , κάθε ρεύμα  $i$ , που διαρρέει τον αγωγό, θα δημιουργεί μια διαφορά δυναμικού  $v_{C2} - v_{C1} = iR$ . Το ρεύμα  $i$  μπορεί να είναι **ρεύμα επιστροφής** (return current) από άλλες μονάδες ή επαγωγικό ρεύμα, λόγω παρουσίας ηλεκτρικών και μαγνητικών πεδίων. Με τη σύνδεση που δείχνεται στο Σχήμα 5.6.1β, αποφεύγεται η δημιουργία βρόχου γείωσης και η παράσιτη διαφορά δυναμικού μηδενίζεται.

Οι δύο γενικοί τρόποι σύνδεσης των κοινών επιμέρους μονάδων δείχνονται στο Σχήμα 5.6.2. Η σύνδεση σε σειρά (α) είναι πιο απλή, αλλά οδηγεί σε βρόχους γείωσης, ενώ η παράλληλη σύνδεση (β) είναι η ορθότερη, αφού αποτρέπει τη “διασταύρωση” ρευμάτων επιστροφής σε μεγάλα μήκη αγωγών.

Εάν η πηγή σήματος βρίσκεται σε διαφορετικό “κοινό” από εκείνο του ενισχυτή, τότε πρέπει να γίνει χρήση διαφορικού ενισχυτή (π.χ. ενισχυτή οργανολογίας, σελ. 83) για να εξουδετερωθεί η παράσιτη διαφορά δυναμικού, που θα αποτελεί “κοινό σήμα” και για τις δύο εισόδους του (σελ.86, Σχήμα 3.6.15, περίπτωση γ). Όσο μεγαλύτερος είναι ο CMRR του διαφορικού ενισχυτή, τόσο μεγαλύτερη θα είναι η ανοχή του σε βρόχους γείωσης.



**Σχήμα 5.6.1** (α) Σύνδεση πηγής σήματος και ενισχυτή σε δύο διαφορετικά σημεία του κοινού του κυκλώματος με αποτέλεσμα δημιουργία βρόχου γείωσης. (β) Ορθός τρόπος σύνδεσης των μονάδων με το κοινό.



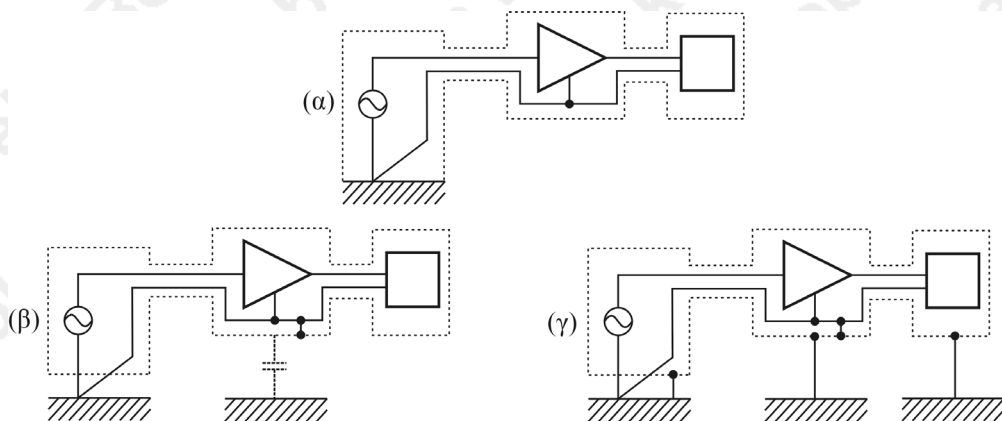
**Σχήμα 5.6.2** Σύνδεση μονάδων με το κοινό: (α) Σύνδεση σε σειρά, (β) σύνδεση παράλληλη.

**Θωράκιση (shielding).** Σύνδεση του μεταλλικού περιβλήματος μιας μονάδας με την πραγματική γείωση το μετατρέπει σε **κλωβό Faraday** (Faraday cage) και περιορίζει ή αποκλείει την επαγωγική σύλληψη ηλεκτρομαγνητικού θορύβου. Η σύνδεση θα πρέπει να είναι άμεση, με αγωγούς μεγάλης διατομής, και *ποτέ μέσω της γείωσης της ηλεκτρολογικής εγκατάστασης* (που είναι σχεδόν πάντοτε επιβαρυνμένη με ρεύματα επιστροφής και επαγωγικά ρεύματα), αλλά με πραγματική γείωση αποκλειστικά κατασκευασμένη για τη δεδομένη μονάδα, κάτι όχι πάντοτε εφικτό στους συνηθισμένους χώρους μετρήσεων.

Η σύνδεση των μεταλλικών περιβλημάτων με την πραγματική γείωση απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή για να αποφευχθεί η δημιουργία βρόχων γειώσεων και παράσιτων χωρητικότητας. Τρεις διαφορετικοί τρόποι σύνδεσης των θωρακίσεων των επιμέρους μονάδων διάταξης πηγής σήματος-ενισχυτή-μονάδας εξόδου παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.6.3.

Ο ορθότερος τρόπος σύνδεσης δείχνεται στο Σχήμα 5.6.3α (ενιαίο περίβλημα μέσω θωρακισμένων καλωδίων, ενιαία σύνδεση θωράκισης, κοινού, πραγματικής γείωσης στη μονάδα της πηγής). Στο Σχήμα 5.6.3β δείχνεται σύνδεση του κοινού του ενισχυτή με τη θωράκιση, γεγονός που θα οδηγήσει σε αύξηση της παράσιτης χωρητικότητας μεταξύ εισόδου και πραγματικής γείωσης. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα την εισαγωγή παράσιτων σημάτων ηλεκτροστατικής προέλευσης. Στο Σχήμα 5.6.3γ το περίβλημα κάθε μονάδας συνδέεται ξεχωριστά με την πραγματική γείωση. Η σύνδεση αυτή δημιουργεί βρόχους γείωσης με όλα τα επακόλουθα προβλήματα.



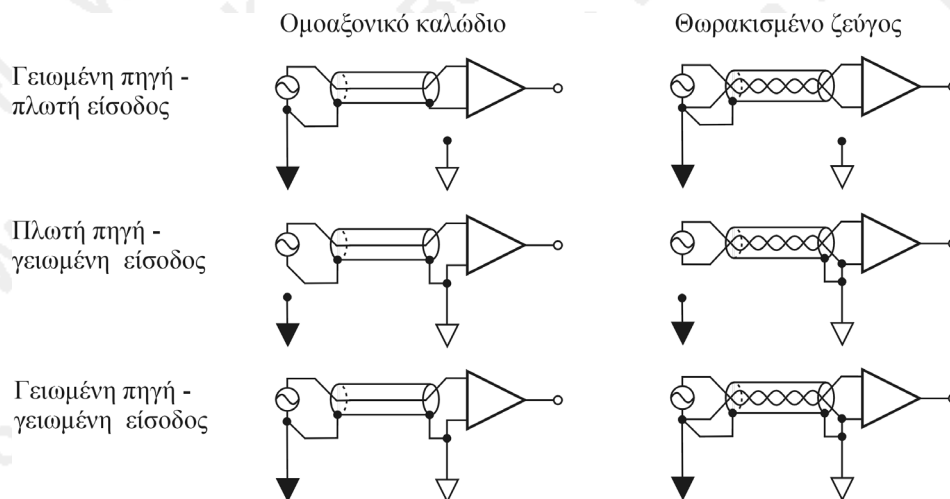


**Σχήμα 5.6.3** Συνδέσεις των θωρακίσεων (---) μονάδων πηγής σήματος-ενισχυτή- μονάδας εξόδου, με την πραγματική γείωση: (α) ορθός τρόπος, (β)-(γ) εσφαλμένοι τρόποι.

### 5.6.2 Θόρυβος κατά τη ζεύξη μονάδων

Το ηλεκτρικό σήμα μεταφέρεται από τη μια μονάδα στην άλλη (π.χ. από το μεταλλάκτη στον ενισχυτή) με ζεύγος καλωδίων. Εάν τα δύο καλώδια διαφέρουν σε μήκος και θέση ως προς μια πηγή θορύβου (π.χ. τις γραμμές τροφοδοσίας, μετασχηματιστές, κινητήρες), είναι βέβαιη η σε διαφορετικό βαθμό επαγωγική σύλληψη θορύβου από το κάθε καλώδιο. Λόγω του διαφορετικού πλάτους του θορύβου σε κάθε αγωγό, ο διαφορικός ενισχυτής δεν θα είναι σε θέση να εξουδετερώσει το θόρυβο.

Το πρόβλημα λύνεται με χρήση πλεγμένου ζεύγους καλωδίων, οπότε και οι δύο αγωγοί θα συλλαμβάνουν το θόρυβο, πρακτικά στον ίδιο βαθμό. Προτιμότερη λύση είναι η χρήση **ομοαξονικού καλωδίου** (coaxial cable) ή **θωρακισμένου ζεύγους πλεγμένων καλωδίων** (shielded twisted-pair cable).



**Σχήμα 5.6.4** Συνιστώμενοι τρόποι ζεύξης πηγής σήματος με ενισχυτή με θωρακισμένα καλώδια.

Οι συνιστώμενοι τρόποι ζεύξης πηγής σήματος με ενισχυτή, με θωρακισμένα καλώδια δείχνονται στο Σχήμα 5.6.4. Κατά τη χρησιμοποίηση θωρακισμένων καλωδίων για τη μεταφορά υψίσυχνων σημάτων επιβάλλεται ο έλεγχος της συμβατότητας της σύνθετης αντίστασης του καλωδίου με εκείνη της εξόδου και εισόδου των συνδεόμενων μονάδων (βλέπε συνθήκη άριστης μεταφοράς ισχύος, σελ. 20).

Σε πολλές περιπτώσεις οι γειώσεις δύο μονάδων είναι τελείως ασύμβατες (π.χ. λόγω παρουσίας μεγάλης διαφοράς τάσης ή μεγάλων ρευμάτων επιστροφής). Στις περιπτώσεις αυτές επιβάλλεται πλήρης ηλεκτρολογική **απομόνωση** (isolation) μεταξύ των μονάδων και η μετάδοση της πληροφορίας μπορεί να

πραγματοποιηθεί με **επαγωγική ζεύξη** (inductive coupling) ή με **οπτική ζεύξη** (optical coupling). Στην πρώτη περίπτωση η πληροφορία πρέπει να διαμορφώσει ένα υψίσυχο σήμα, ώστε να είναι δυνατή επαγωγική μεταφορά από ένα πηνίο στο άλλο, ενώ στη δεύτερη η πληροφορία πρέπει να υποστεί παλμική κωδικοποίηση. Η οπτική ζεύξη αποτρέπει τελείως κάθε επίδραση θορύβου περιβάλλοντος στη γραμμική μεταφοράς του σήματος (οπτικές ίνες, σελ. 115).

### 5.6.3 Μείωση εύρους διέλευσης συχνοτήτων

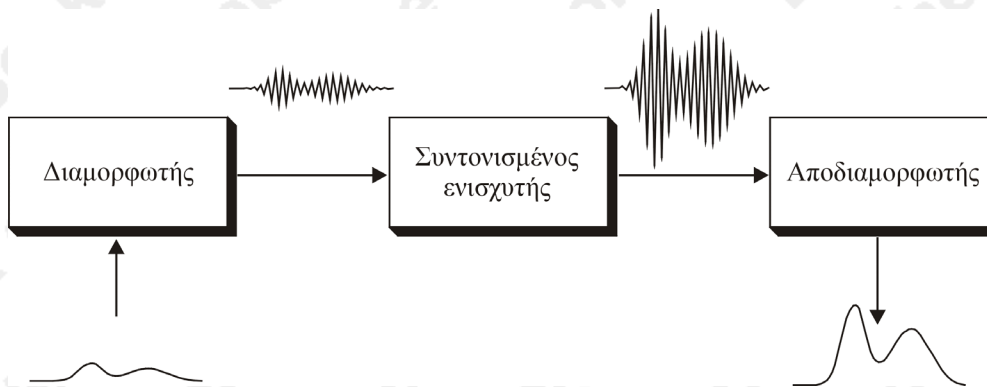
Σύμφωνα με την Εξίσωση 5.4.1 αποτελεσματικός τρόπος μείωσης του θερμικού θορύβου είναι η μείωση του εύρους διέλευσης συχνοτήτων. Το φάσμα συχνοτήτων του σήματος θα δείξει την περιοχή, όπου βρίσκεται ο κύριος όγκος της πληροφορίας (χρήσιμη περιοχή). Εάν η περιοχή αυτή είναι σχετικά στενή, η χρήση ενισχυτή με ευρεία περιοχή συχνοτήτων θα είχε ως αποτέλεσμα να ενισχυθεί ο λευκός θόρυβος, όλης της περιοχής συχνοτήτων του ενισχυτή, ενώ θα μπορούσε να ενισχυθεί μόνο το τμήμα του λευκού θορύβου, που αντιστοιχεί στη χρήσιμη περιοχή συχνοτήτων. Η μείωση του εύρους συχνοτήτων γίνεται με συνδυασμούς φίλτρων συχνοτήτων ή με τη χρησιμοποίηση συντονισμένων ενισχυτών (σελ. 190).

### 5.6.4 Μεταφορά του σήματος σε υψηλές συχνότητες

Εάν το σήμα  $S(t)$  είναι σταθερό ή μεταβάλλεται σχετικά αργά, τότε η χρήσιμη περιοχή συχνοτήτων του, σπάνια βρίσκεται πέρα από την περιοχή 0-100 Hz ( $0-f_{max}$ ). Ενίσχυση του σήματος με ενισχυτές DC (π.χ. με αντιστροφέα ενισχυτή, σελ. 70) θα είχε ως αποτέλεσμα παράλληλη ενίσχυση του θορύβου  $1/f$ , που δεσπόζει στην περιοχή αυτή, και των θορύβων περιβάλλοντος (π.χ. των 50 Hz). Επιπλέον, θα εισήγαγε λευκό θόρυβο λόγω της ευρείας περιοχής συχνοτήτων του ενισχυτή. Γενικά, η εικόνα θορύβου (NF) του ενισχυτή αναμένεται να είναι πολύ μεγαλύτερη από τη μονάδα, επομένως η απ' ευθείας ενίσχυση ασθενών σημάτων (π.χ.  $<1$  mV) με ενισχυτή DC ουσιαστικά δεν προσφέρει τίποτα. Στις περιπτώσεις αυτές χρησιμοποιείται ενισχυτής με διάταξη της οποίας η γενική αρχή λειτουργίας απεικονίζεται στο Σχήμα 5.6.5. Σε κάθε μονάδα της διάταξης γίνονται τα ακόλουθα:

1. Στον **διαμορφωτή** το σήμα  $S(t)$  διαμορφώνει ένα υψίσυχο σήμα  $C(t)$  συχνότητας  $f_c \gg f_{max}$  (τυπικά  $f_c$ : 500 Hz-500 kHz).
2. Στον **συντονισμένο ενισχυτή** ενισχύεται το διαμορφωμένο υψίσυχο σήμα, που είναι πλέον ο φορέας της πληροφορίας που υπήρχε στο σήμα εισόδου. Ο συντονισμένος ενισχυτής ενισχύει περιορισμένο εύρος συχνοτήτων με κεντρική συχνότητα την  $f_c$ .
3. Στον **αποδιαμορφωτή** (ή **φωρατή**) το ενισχυμένο σήμα επανέρχεται στην αρχική περιοχή συχνοτήτων του και αναγεννάται η αρχική, αλλά ενισχυμένη πλέον, μορφή του σήματος εισόδου.

Στη συνέχεια παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας των επιμέρους μονάδων της προηγούμενης διάταξης.

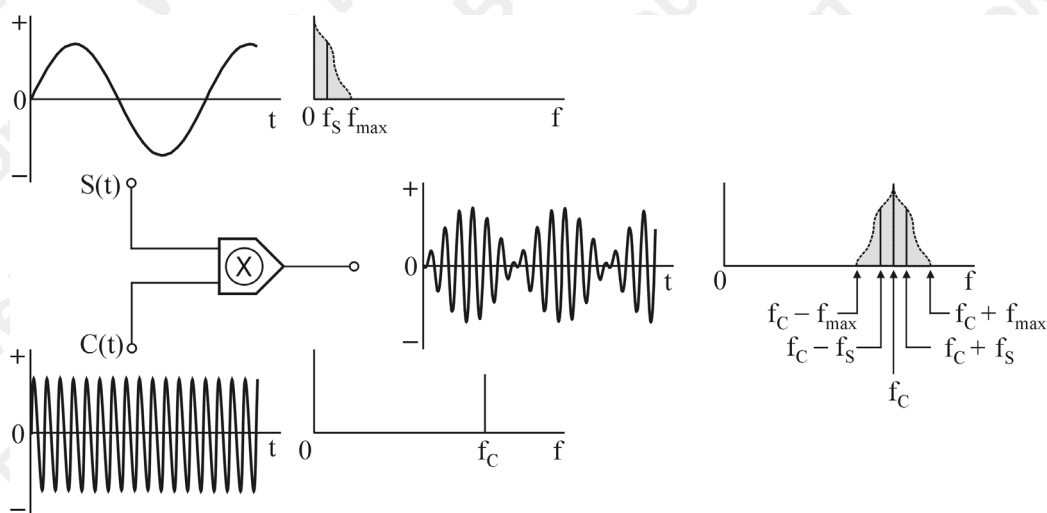


Σχήμα 5.6.5 Ενίσχυση σήματος μετά από μεταφορά του σε υψηλότερες περιοχές συχνοτήτων (αρχή).

### 5.6.5 Διαμορφωτές και τεμαχιστές

Ως **διαμόρφωση** (modulation) ορίζεται η αλλαγή μιας ιδιότητας ενός **φέροντος κύματος** (carrier wave) με την επίδραση ενός σήματος έτσι, ώστε το φέρον κύμα να γίνει φορέας των πληροφοριών του σήματος. Εάν το φέρον κύμα είναι ημιτονικό η διαμόρφωσή του μπορεί να γίνει κατά πλάτος, συχνότητα ή φάση. Εάν το φέρον κύμα είναι αλληλουχία παλμών, η διαμόρφωση μπορεί να γίνει κατά πλάτος (ύψος), συχνότητα ή εύρος τους.

Όλες οι μέθοδοι χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες, ενώ στη χημική οργανολογία (σε φασματοφωτόμετρα και σε ευαίσθητους ενισχυτές πολλών οργάνων κοινής χρήσης) χρησιμοποιείται κυρίως η διαμόρφωση κατά πλάτος.



**Σχήμα 5.6.6** Διαμόρφωση διπλής πλευρικής ζώνης (DSB) του φέροντος  $C(t)$  με το ημιτονικό σήμα  $S(t)$  (αρχή). Η γκριζα περιοχή κάτω από τη διάστικτη γραμμή αποτελεί το υποθετικό φάσμα συχνοτήτων ενός γενικού σήματος και η  $S(t)$  (με συχνότητα  $f_s$ ) αποτελεί μία από τις άπειρες ημιτονικές συνιστώσες του (με συχνότητες από  $0$  έως  $f_{max}$ ).

**Διαμόρφωση ημιτονικού σήματος.** Ημιτονικό σήμα φέροντος,  $C(t) = A_C \cos(2\pi f_C t)$ , διαμορφώνεται κατά πλάτος με πολλαπλασιασμό του με το σήμα εισόδου  $S(t)$ . Το σήμα εισόδου μπορεί να αποτελείται από μία έως άπειρες ημιτονικές συνιστώσες με συχνότητες στην περιοχή  $0-f_{max}$ . Εάν  $S(t) = A_S \cos(2\pi f_S t)$  είναι μία από αυτές τις συνιστώσες, με βάση την τριγωνομετρική ταυτότητα  $2\cos x \cos y = \cos(x-y) + \cos(x+y)$ , θα είναι

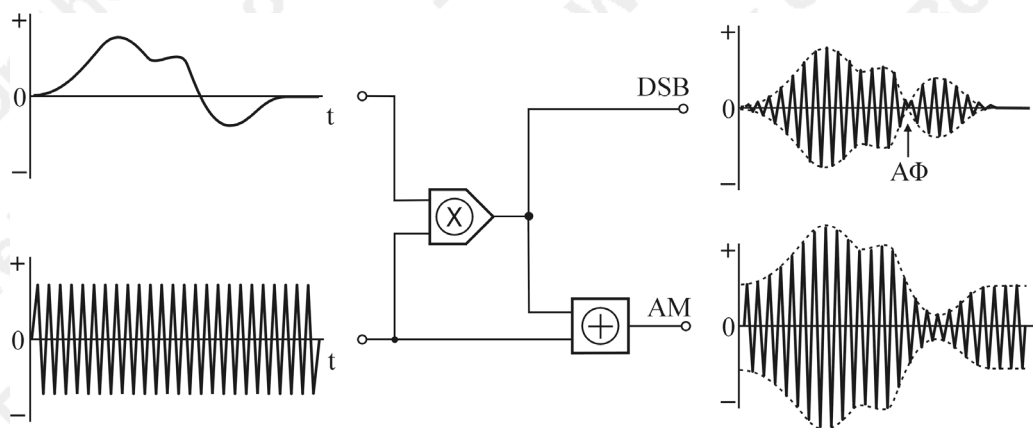
$$C(t) S(t) = A_C \cos(2\pi f_C t) \times A_S \cos(2\pi f_S t) = (A_C A_S / 2) \{ \cos[2\pi(f_C - f_S)t] + \cos[2\pi(f_C + f_S)t] \} \quad (5.6.2)$$

Από την Εξίσωση 5.6.2 καταφαίνεται ότι η χαμηλόσυχη συνιστώσα του σήματος μεταφέρεται στην περιοχή των υψηλών συχνοτήτων (ως συχνότητες  $f_C - f_{max}$  και  $f_C + f_{max}$ ) και δεν υπάρχει πλέον συστατικό με τη συχνότητα του φέροντος  $f_C$ . Ανάλογα, μεταφέρονται και οι υπόλοιπες συνιστώσες συχνοτήτων του σήματος εισόδου  $S(t)$  (και επομένως ολόκληρο το φάσμα του) καταλαμβάνοντας την περιοχή συχνοτήτων  $f_C - f_{max}$  έως  $f_C + f_{max}$ , που ονομάζονται **πλευρικές ζώνες** (sidebands) του φέροντος.

Η προηγούμενη διαμόρφωση ονομάζεται **διαμόρφωση διπλής πλευρικής ζώνης** (double sideband modulation, DSB) και για χαμηλόσυχα σήματα εισόδου  $S(t)$  ο πολλαπλασιασμός των σημάτων μπορεί να πραγματοποιηθεί με διάφορες τεχνικές μεταξύ των οποίων περιλαμβάνεται και η χρήση πολλαπλασιαστή τεσσάρων τεταρτημορίων (σελ. 102). Η αρχή της διαμόρφωσης DSB, οι κυματομορφές εισόδου-εξόδου και τα αντίστοιχα φάσματα συχνοτήτων τους δείχνονται παραστατικά στο Σχήμα 5.6.6.

Η ευρύτερα γνωστή ως **διαμόρφωση πλάτους** (amplitude modulation, AM) διαφέρει από τη διαμόρφωση DSB ως προς το ότι η τελική κυματομορφή περιέχει και την κεντρική συχνότητα  $f_c$  (π.χ. με πρόσθεση φέροντος στο αποτέλεσμα του πολλαπλασιασμού).

Στη διαμόρφωση AM η **περιβάλλουσα** (envelope) της κυματομορφής του διαμορφωμένου σήματος συμπίπτει πάντοτε με το σήμα εισόδου. Αντίθετα, στη διαμόρφωση DSB η περιβάλλουσα διαφέρει από το σήμα εισόδου, αφού κάθε αλλαγή στο πρόσημο του σήματος εισόδου προκαλεί αλλαγή φάσης κατά  $180^\circ$  (αντιστροφή φάσης). Η παραλαβή της περιβάλλουσας είναι απλή διαδικασία (σελ. 192) και επομένως η αποδιαμόρφωση σημάτων AM είναι ευκολότερη από την αποδιαμόρφωση σημάτων DSB. Οι κυματομορφές μετά από διαμόρφωση DSB και AM ενός φέροντος με ένα διπολικό χαμηλόσυχνο σήμα δείχνονται συγκριτικά στο Σχήμα 5.6.7.



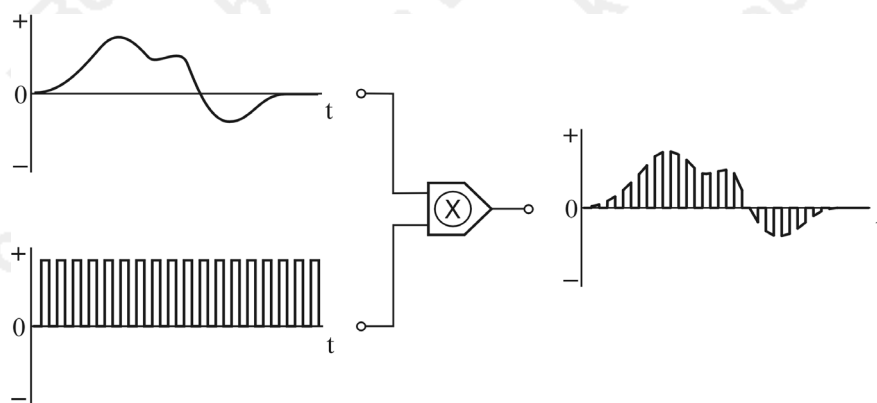
**Σχήμα 5.6.7** Διαμόρφωση DSB και AM φέροντος κύματος. Στην περίπτωση της διαμόρφωσης DSB, η περιβάλλουσα του διαμορφωμένου φέροντος (διάστικτη γραμμή) δεν συμπίπτει με τη μορφή του χαμηλόσυχνου σήματος (ΑΦ: σημείο αναστροφής φάσης).

**Διαμόρφωση με τεμαχισμό.** Ως τεμαχισμός (chopping) του σήματος εισόδου  $S(t)$  ορίζεται η περιοδική αντικατάσταση της τιμής του με τη μηδενική τιμή ή (συχνότερα) με μια τιμή αναφοράς. Με τεμαχισμό το σήμα εισόδου μετατρέπεται σε μια αλληλουχία παλμών.

Ο τεμαχισμός του σήματος μπορεί να θεωρηθεί ως πολλαπλασιασμός του με τετραγωνικό σήμα σταθερής συχνότητας (συχνότητα τεμαχισμού,  $f_c$ ) και πλάτους 0 έως 1, όπως δείχνεται στο Σχήμα 5.6.8. Επειδή το τετραγωνικό σήμα εμπεριέχει ως κύριο συστατικό την ημιτονική συνιστώσα συχνότητας  $f_c$  (σελ. 171) η Εξίσωση 5.6.2 ισχύει και στην περίπτωση του τεμαχισμού, οπότε το φάσμα συχνοτήτων του σήματος εισόδου μεταφέρεται στην περιοχή της συχνότητας  $f_c$ . Τα γινόμενα με τις αρμονικές συχνοτήτες του τετραγωνικού σήματος μπορούν να αγνοηθούν, επειδή κατά κανόνα βρίσκονται έξω από την περιοχή συχνοτήτων του συντονισμένου ενισχυτή, που ακολουθεί το στάδιο του τεμαχισμού.

Ο τεμαχισμός είναι η πλέον χρησιμοποιούμενη διαδικασία διαμόρφωσης στη χημική οργανολογία και πραγματοποιείται εύκολα με μηχανικούς, ηλεκτρομηχανικούς ή ηλεκτρονικούς **τεμαχιστές** (choppers). Επιπλέον, μπορεί να εφαρμοσθεί στο πρωτογενές σήμα, δηλαδή την ίδια τη μετρούμενη φυσική ποσότητα (π.χ. στην οπτική ακτινοβολία), πριν ακόμη μετατραπεί σε ηλεκτρικό σήμα.

Θα πρέπει με έμφαση να σημειωθεί ότι η τακτική του έγκαιρου τεμαχισμού (ή γενικά διαμόρφωσης) του πρωτογενούς σήματος προσφέρει σημαντικά **πλεονεκτήματα** ως προς το ζητούμενο (αύξηση του λόγου  $S/N$ ) και αποτελεί **απαράβατο κατασκευαστικό κανόνα**. Οι τρεις τρόποι δείχνονται παραστατικά στο Σχήμα 5.6.9.



**Σχήμα 5.6.8** Τεμαχισμός χαμηλόσυχνου σήματος εισόδου με πολλαπλασιασμό του με τετραγωνικό σήμα συχνότητας  $f_c$  (αρχή).

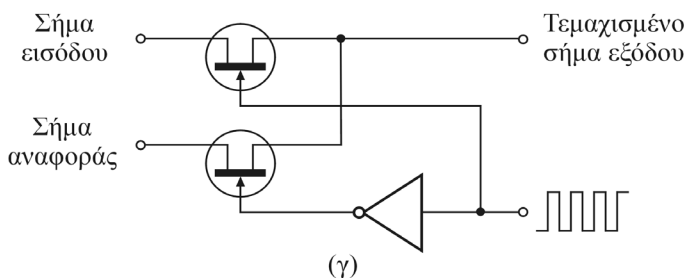
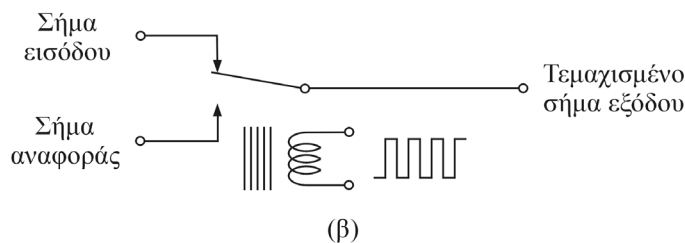
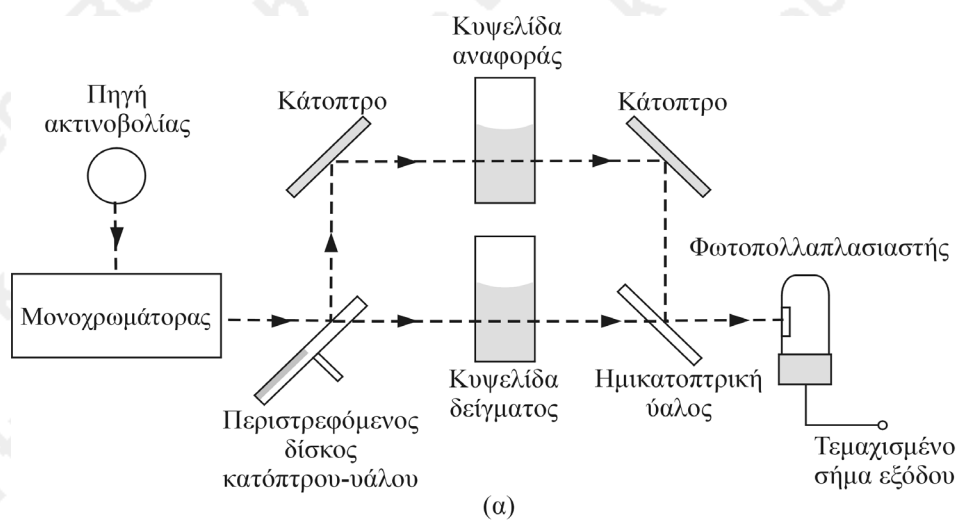
Οι μηχανικοί τεμαχιστές χρησιμοποιούνται ευρύτατα στα **φασματοφωτόμετρα διπλής δέσμης** (double beam spectrophotometers) και δρουν απ' ευθείας στην οπτική δέσμη πριν μετατραπεί σε ηλεκτρικό σήμα. Το γεγονός αυτό αμέσως παρέχει το πλεονέκτημα της διαφοροποίησης του μετρούμενου σήματος από σήματα υποβάθρου, ως π.χ. παράσιτες ακτινοβολίες, σκοτεινό ρεύμα φωτοπολλαπλασιαστών και φωτοδιόδων. Συνήθως αποτελούνται από ένα περιστρεφόμενο κατοπτρικό δίσκο με εγκοπές (Σχήμα 5.6.9α). Η συχνότητα των παλμών στην έξοδο του φωτοπολλαπλασιαστή εξαρτάται από τη γωνιακή ταχύτητα του δίσκου, ενώ το ύψος τους είναι ανάλογο προς τη διαφορά των διαπερατοτήτων των κυψελίδων αναφοράς και δείγματος

Η επιλεγόμενη συχνότητα τεμαχισμού εξαρτάται από την ταχύτητα απόκρισης του χρησιμοποιούμενου μεταλλάκτη. Μπορεί να είναι μερικές δεκάδες ή εκατοντάδες Hz για φασματοφωτόμετρα ορατού-υπεριώδους, στα οποία οι μεταλλάκτες (φωτολυχνίες, φωτοπολλαπλασιαστές, φωτοδιόδοι) είναι ταχύτετοι ως προς την απόκρισή τους. Αντίθετα, για φασματοφωτόμετρα υπερύθρου, όπου οι χρησιμοποιούμενοι ανιχνευτές (θερμοζεύγη, βολόμετρα) βασίζονται στα θερμικά αποτελέσματα της ακτινοβολίας, οι συχνότητες τεμαχισμού κυμαίνονται σε σχετικά χαμηλές τιμές (π.χ. στην περιοχή 0,1-0,5 Hz). Η λήψη των φασμάτων υπερύθρου (στα όργανα με μονοχρωμάτορα) γίνεται πάντοτε με μικρή ταχύτητα σάρωσης, σε σχέση με τις αντίστοιχες ταχύτητες σάρωσης των φασματοφωτομέτρων ορατού-υπεριώδους. Παρ' όλο που οι συχνότητες  $f_c$  είναι πολύ μικρές, ο θόρυβος  $1/f$  είναι σημαντικά χαμηλότερος, από εκείνον που θα προέκυπτε εάν το σήμα ενισχυόταν με ενισχυτές DC.

Το σημείο της διαδρομής του σήματος, όπου πρέπει να γίνει η διαμόρφωση του φέροντος με αυτό ή ο τεμαχισμός του, εξαρτάται από το είδος και την προέλευση του θορύβου, που πρέπει να μειωθεί. Κατά κανόνα η διαμόρφωση πρέπει να πραγματοποιείται όσο το δυνατόν νωρίτερα έτσι, ώστε οι θόρυβοι που θα παραχθούν στα επόμενα στάδια (παράσιτη ακτινοβολία, ανακλάσεις, ρεύμα σκότους και λευκοί θόρυβοι) να μη μπορούν να διαμορφώσουν πλέον το φέρον. Ουσιαστικά, η διαμόρφωση "χρωματίζει" το σήμα προσδίδοντάς του χαρακτηριστικά που το ξεχωρίζουν από τον θόρυβο. Μετά το σημείο διαμόρφωσης, μόνο ο λευκός θόρυβος και ο θόρυβος  $1/f$  μπορούν πλέον να μειωθούν.

Όποτε είναι δυνατόν διαμορφώνεται η ίδια η πηγή φωτός, κάτι που γίνεται συνήθως εύκολα στις λυχνίες κοίλης καθόδου (φασματοφωτομετρία ατομικής απορρόφησης) με εφαρμογή τετραγωνικής υψηλής τάσης στην άνοδο τους, όπως επίσης και στις πηγές laser.

Η αρχή του τεμαχισμού σήματος με τη βοήθεια ηλεκτρομηχανικών τεμαχιστών, όπως επίσης και με καθαρά ηλεκτρονικά μέσα (με τη βοήθεια διακοπών FET) απεικονίζονται στα Σχήματα 5.6.9β και 5.6.9γ. Με τους ηλεκτρομηχανικούς **τεμαχιστές παλλόμενου ελάσματος** (vibrating reed choppers) επιτυγχάνονται συχνότητες τεμαχισμού μέχρι 1 kHz, ενώ με τους ηλεκτρονικούς τεμαχιστές οι συχνότητες μπορεί να φθάσουν τα 250 kHz και πλέον.



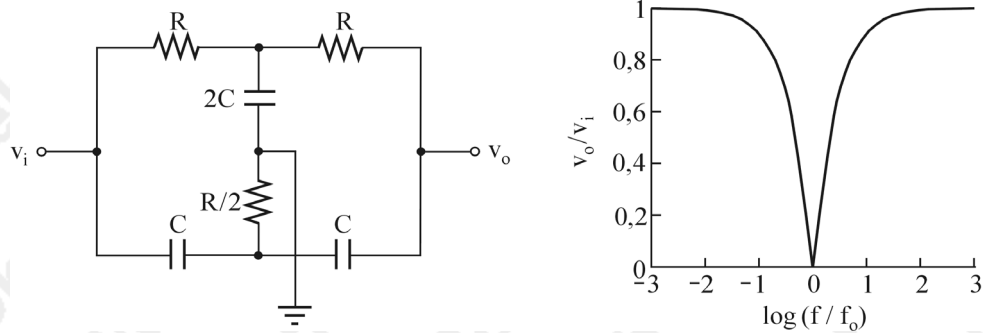
**Σχήμα 5.6.9** Τεχνικές διαμόρφωσης με τεμαχισμό σήματος: (α) μηχανικός τεμαχισμός οπτικού σήματος, (β) ηλεκτρομηχανικός τεμαχιστής, (γ) ηλεκτρονικός τεμαχιστής με διακόπτες στερεάς κατάστασης (τρανζίστορ FET).

### 5.6.6 Συντονισμένοι ενισχυτές

Οι **συντονισμένοι ενισχυτές** (tuned amplifiers) παρουσιάζουν μεγάλη απολαβή σε μια περιορισμένη ζώνη συχνοτήτων και πρακτικά μηδενική απολαβή εκτός αυτής. Για την κατασκευή τους μπορούν να χρησιμοποιηθούν τελεστικοί ενισχυτές, στους οποίους τοποθετούνται ως στοιχεία αρνητικής ανατροφοδότησης **φίλτρα διέλευσης ζώνης** (bandpass filters) συχνοτήτων. Τυπικό παράδειγμα φίλτρου διέλευσης ζώνης συχνοτήτων αποτελεί το **φίλτρο δίδυμου T** (twin T filter) το κύκλωμα του οποίου, όπως και το αντίστοιχο διάγραμμα Bode παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.6.10.

Εάν η αναγραφόμενη σχέση των τιμών πυκνωτών και αντιστάσεων ισχύει επακριβώς, αποδεικνύεται ότι το φίλτρο παρουσιάζει πρακτικά άπειρη σύνθετη αντίσταση (μέχρι και 2000 MΩ) για σήματα με κεντρική συχνότητα  $f_0$  (**συχνότητα απόρριψης**, rejection frequency), η οποία παρέχεται από τη εξίσωση

$$f_0 = 1 / 2\pi RC \quad (5.6.3)$$



**Σχήμα 5.6.10** Φίλτρο δίδυμου T και το αντίστοιχο διάγραμμα Bode.

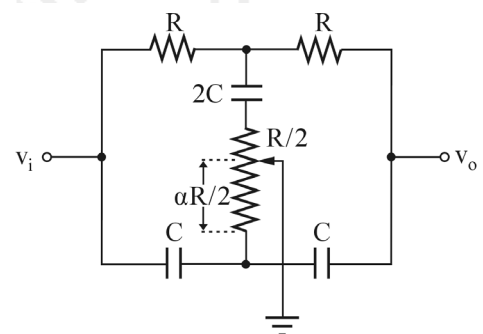
Πρέπει να τονισθεί ότι υπάρχουν φίλτρα διέλευσης ζώνης συχνοτήτων πολύ πιο “απότομα” και “στενά” σε σχέση με το απλό φίλτρο δίδυμου T. Τα φίλτρα αυτά κατασκευάζονται με συνδυασμούς βαθυπερατών και υπερπερατών φίλτρων ανώτερων τάξεων (σελ. 41), κυκλώματα LC (επαγωγής-χωρητικότητας) και πιεζοηλεκτρικούς κρυστάλλους ταλάντωσης (σελ. 164).

Συντονισμένοι ενισχυτές εξαιρετικά στενής ζώνης συχνοτήτων (10-20 kHz) χρησιμοποιούνται στους κοινούς ραδιοφωνικούς δέκτες, προκειμένου να επιτευχθεί λήψη εκπομπής ενός και μόνο ραδιοφωνικού σταθμού μεταξύ πολλών, που εκπέμπουν σε διαφορετικές συχνότητες.

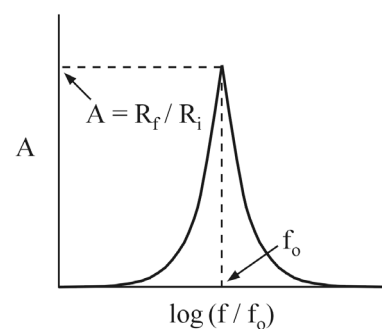
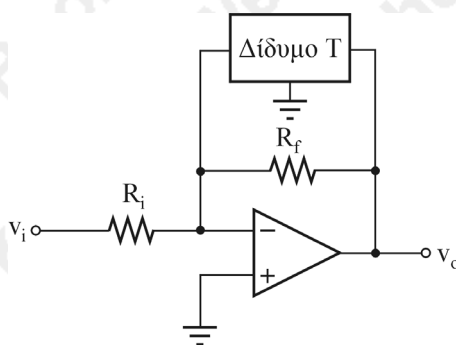
Με το **συντονιζόμενο φίλτρο δίδυμου T** (tunable twin T filter) (Σχήμα 5.6.11) η συχνότητα απόρριψης επιλέγεται ελεύθερα με ρύθμιση του ποτενσιόμετρου, που αντικαθιστά την αντίσταση R/2 και ισχύει η εξίσωση

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{1-\alpha^2}} \quad (5.6.4)$$

Το φίλτρο δίδυμου T μπορεί να τοποθετηθεί στον βρόχο ανατροφοδότησης τελεστικού ενισχυτή συνδεδεσμένου ως αντιστροφέα ενισχυτή (Σχήμα 5.6.12). Στην περίπτωση αυτή ο ενισχυτής παρουσιάζει μέγιστη απολαβή στη συχνότητα απόρριψης του φίλτρου, όπως δείχνεται στο αντίστοιχο διάγραμμα Bode. Παράλληλα με το φίλτρο πρέπει να συνδεθεί μια αντίσταση  $R_f$ , που εξασφαλίζει μια μέγιστη εμπέδηση στην ανατροφοδότηση και επομένως καθορίζει τη μέγιστη απολαβή του αντιστροφέα ενισχυτή για σήματα με τη συχνότητα απόρριψης του φίλτρου. Χωρίς την αντίσταση  $R_f$ , η λειτουργία του ενισχυτή θα ήταν ασταθής στην περιοχή της συχνότητας απόρριψης  $f_0$  λόγω της εξαιρετικά μεγάλης εμπέδησης του δίδυμου T στις συχνότητες αυτές.



**Σχήμα 5.6.11** Συντονιζόμενο φίλτρο δίδυμου T.



**Σχήμα 5.6.12** Συντονισμένος ενισχυτής με φίλτρο δίδυμου T και το αντίστοιχο διάγραμμα Bode.