



ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

Παλμογράφος- Βασικές λειτουργίες

Ένα βολτόμετρο ή αμπερόμετρο το οποίο χρησιμοποιεί ως μέσο απεικόνισης ένα ηλεκτρομηχανικό όργανο, όπως ένα όργανο κινητού πηνίου ή ένα ηλεκτροδυναμικό όργανο, μπορεί να μετρήσει τη μέση τιμή της τάσης ή του ρεύματος ενός τυχαίου σήματος ή την ενεργό τιμή ενός ημιτονοειδούς σήματος αντίστοιχα. Εξαιτίας της αδράνειας του κινητού συστήματος η μέτρηση είναι στατική, δηλαδή το μετρούμενο μέγεθος πρέπει να παραμένει αμετάβλητο κατά το χρονικό διάστημα της μέτρησης. Επιπλέον, η μορφή του μετρούμενου μεγέθους δεν είναι γνωστή. Οι παραπάνω περιορισμοί των ηλεκτρομηχανικών οργάνων αντιμετωπίζονται με τον παλμογράφο.

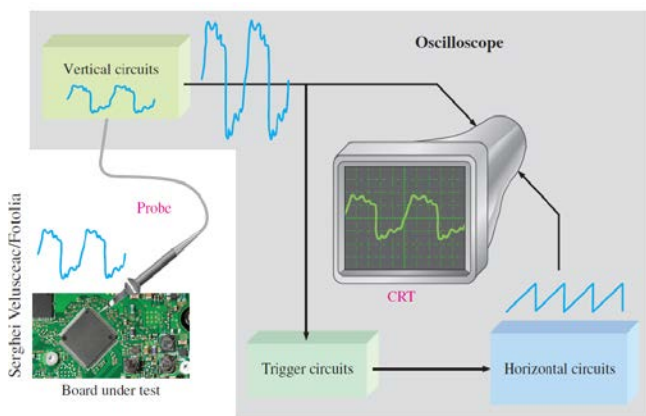
Ο παλμογράφος είναι το πλέον διαδεδομένο ηλεκτρονικό όργανο μέτρησης, το οποίο παρέχει τη δυνατότητα απεικόνισης σε μια οθόνη της κυματομορφής ενός σήματος τάσης, με συχνότητα από το μηδέν (συνεχής τάση) έως και αρκετά GHz. Συνήθως η απεικόνιση του μετρούμενου μεγέθους γίνεται ως προς το χρόνο $u(t)$, αν και υπάρχει η δυνατότητα παρουσίασης στην οθόνη της τάσης $u_1(t)$ ως προς μια άλλη τάση $u_2(t)$, δηλαδή του μεγέθους $u_1(u_2(t))$. Σημειώνουμε ότι ο παλμογράφος μπορεί να μετρήσει απευθείας μόνο διαφορά δυναμικού. Οι παλμογράφοι διακρίνονται σε δύο κύριες κατηγορίες

- Αναλογικοί
- Ψηφιακοί

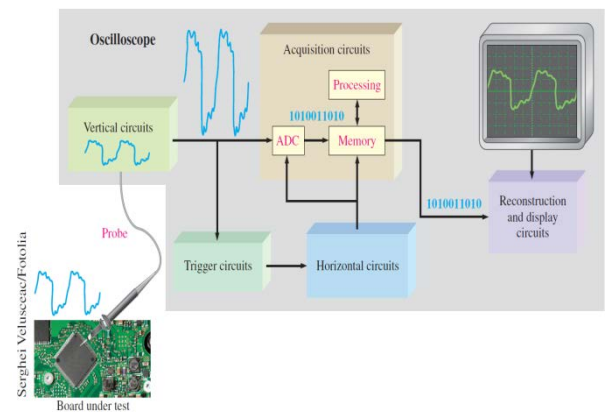
Οι απλοί αναλογικοί παλμογράφοι μπορούν να μετρήσουν μόνο περιοδικά σήματα. Επιπλέον, η συχνότητα του μεταβαλλόμενου σήματος πρέπει να είναι μεγαλύτερη από 30Hz περίπου, έτσι ώστε η απεικόνιση του σήματος να ανανεώνεται επαρκώς γρήγορα στην οθόνη και να φαίνεται σταθερή στο μάτι. Οι ψηφιακοί παλμογράφοι με μνήμη δεν έχουν τους παραπάνω περιορισμούς και μπορούν να καταγράψουν φαινόμενα που εκδηλώνονται μόνο μια φορά. Το κύριο τμήμα ενός παλμογράφου είναι η μονάδα απεικόνισης της μετρούμενης κυματομορφής. Συνήθως ως μέσο απεικόνισης χρησιμοποιείται παλιότερα ο καθοδικός σωλήνας (cathode ray tube, CRT) σήμερα χρησιμοποιούνται οθόνες LCD. Οι πρώτοι παλμογράφοι με μνήμη ήταν

αναλογικοί, όπου η αποθήκευση της μετρούμενης κυματομορφής γίνεται στον καθοδικό σωλήνα, ο οποίος έχει ειδική κατασκευή. Οι σύγχρονοι παλμογράφοι με μνήμη είναι ψηφιακοί. Δηλαδή, το μετρούμενο σήμα υφίσταται δειγματοληψία και μετατρέπεται σε ψηφιακό. Επομένως, η αποθήκευση του σήματος γίνεται σε ψηφιακή μορφή χρησιμοποιώντας μνήμες RAM. Οι ψηφιακοί παλμογράφοι παρέχουν πολλές δυνατότητες επεξεργασίας του μετρούμενου σήματος, πέρα από την απλή απεικόνισή του. Επίσης, σε φορητά κυρίως μοντέλα ψηφιακών παλμογράφων, ο καθοδικός σωλήνας έχει αντικατασταθεί από οθόνες υγρών κρυστάλλων (liquid crystal display, LCD).

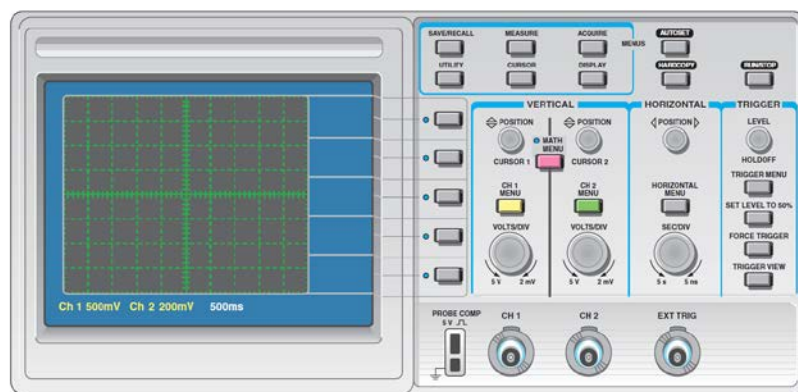
Στο σχήμα 1 φαίνεται το απλοποιημένο διάγραμμα ενός παλμογράφου (αναλογικού και ψηφιακού)



α)



β)

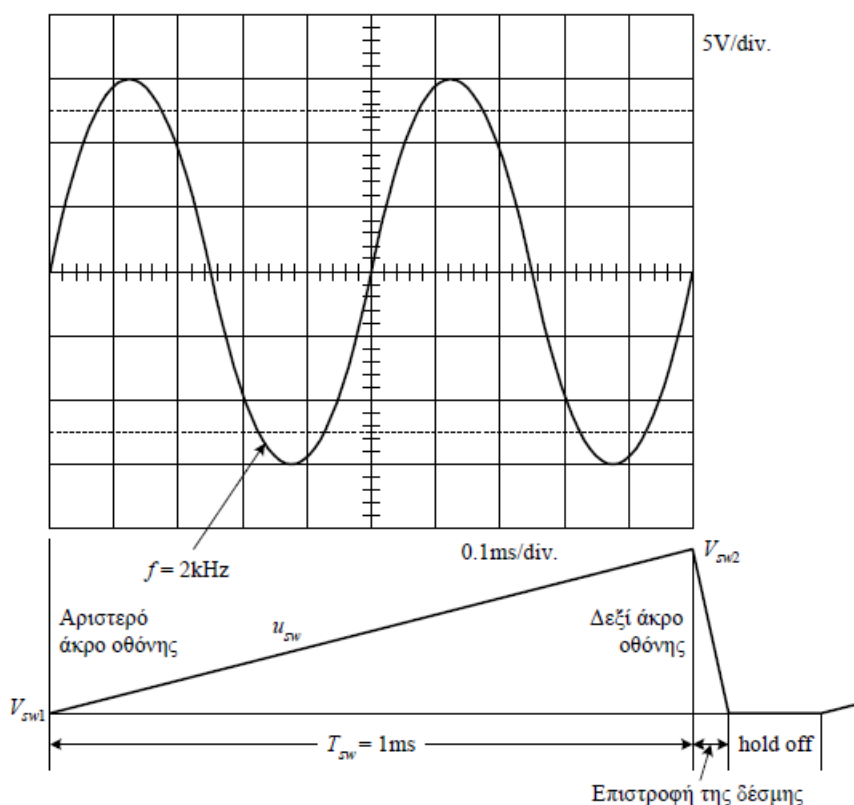


γ)

Σχήμα 1 . Βασική δομή α) αναλογικού β)ψηφιακού παλμογράφου
γ)Τυπικός παλμογράφος δύο καναλιών

Κυκλώματα Οριζόντιας Απόκλισης

Για να είναι ευκρινής η απεικόνιση ενός περιοδικού σήματος με συχνότητα f , πρέπει στην οθόνη του παλμογράφου να αποτυπώνεται ένας μικρός αριθμός περιόδων με επαρκές πλάτος. Το πλάτος του σήματος στην οθόνη ρυθμίζεται από τα κυκλώματα κάθετης εκτροπής. Ο αριθμός των περιόδων στην οθόνη εξαρτάται από την οριζόντια ταχύτητα κίνησης της ηλεκτρονικής δέσμης. Για την οριζόντια κίνηση της δέσμης, κατά τον άξονα x , οι παλμογράφοι διαθέτουν μια γεννήτρια σάρωσης πριονωτής τάσης με ρυθμιζόμενη συχνότητα.



Σχήμα 2. Κυματομορφή της γεννήτριας πριονωτής τάσης του παλμογράφου και η απεικόνιση ενός ημιτονοειδούς σήματος στην οθόνη.

Η τάση της γεννήτριας σάρωσης u_{sw} (Σχ. 2), ενισχύεται από τον ενισχυτή οριζόντιας εκτροπής (ενισχυτής X), και εφαρμόζεται στα πλακίδια οριζόντιας απόκλισης του καθοδικού σωλήνα. Η δέσμη βρίσκεται στο αριστερό άκρο της οθόνης στην ελάχιστη τιμή της πριονωτής τάσης (V_{sw1}) και στο δεξί άκρο στη μέγιστη τιμή της τάσης V_{sw2} . Προκειμένου η ταχύτητα οριζόντιας κίνησης της ηλεκτρονικής δέσμης να είναι σταθερή, η μεταβολή της πριονωτής τάσης μεταξύ των τιμών V_{sw1} και V_{sw2} πρέπει να είναι απόλυτα γραμμική.

Η τάση της γεννήτριας σάρωσης μεταβάλλεται σχεδόν βηματικά από την τιμή V_{sw2} στην V_{sw1} , έτσι ώστε η επιστροφή της δέσμης από το δεξί προς το αριστερό άκρο της οθόνης να είναι σύντομη. Η δέσμη κατά την επιστροφή της αποκόπτεται έτσι ώστε να μην είναι ορατή. Στη συνέχεια η τάση γεννήτριας παραμένει για κάποιο χρονικό διάστημα (hold off period) στην τιμή V_{sw1} . Το διάστημα hold off κατά τα οποία η δέσμη βρίσκεται στο αριστερό άκρο της οθόνης, ελέγχεται από το κύκλωμα σκανδαλισμού όπως εξηγείται στη συνέχεια.

Όταν ο χρόνος για τη γραμμική αύξηση της τάσης της γεννήτριας σάρωσης είναι $T_{sw} = 1ms$, τότε η σάρωση της οθόνης με τις 10 υποδιαιρέσεις γίνεται από τη δέσμη σε 1ms και η βάση χρόνου του παλμογράφου είναι 0.1ms/div. Η βάση χρόνου επιλέγεται μέσω του διακόπτη Time/div., ο οποίος συνδέει το κατάλληλο δικτύωμα RC στη γεννήτρια πριονωτής τάσης. Για την αντιστάθμιση σφαλμάτων στη διάρκεια της πριονωτής τάσης T_{sw} , παρέχεται στο χρήστη το ποτενσιόμετρο αντιστάθμισης Time CAL.

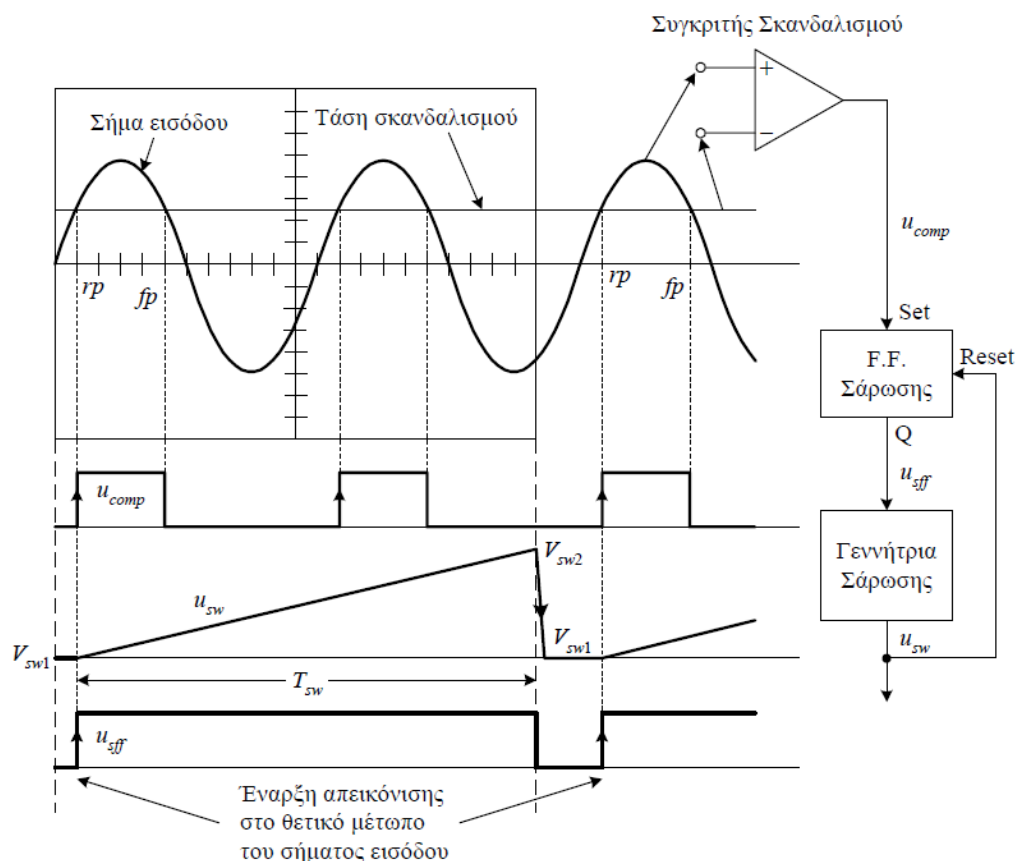
Όταν η βάση χρόνου του παλμογράφου είναι 0.1ms/div. και η περίοδος του σήματος στην οθόνη διαρκεί 5 υποδιαιρέσεις (Σχ. 2), τότε η συχνότητα του σήματος εισόδου είναι ίση με $f = 1/(5 \cdot 0.1ms) = 2kHz$. Το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος είναι 3 υποδιαιρέσεις. Επομένως, αν η ευαισθησία εισόδου είναι 5V/div, η τιμή κορυφής του μετρούμενου σήματος είναι 15V

Για να είναι σταθερή η απεικόνιση ενός σήματος στην οθόνη του παλμογράφου, πρέπει η συχνότητα του περιοδικού σήματος f να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας που έχει η πριονωτή τάση της γεννήτριας σάρωσης. Σε κάθε άλλη περίπτωση το μετρούμενο σήμα ολισθαίνει κατά μήκος της οθόνης. Επειδή η παραπάνω συνθήκη ικανοποιείται σπάνια, οι παλμογράφοι διαθέτουν ένα κύκλωμα σκανδαλισμού, το οποίο συγχρονίζει τη γεννήτρια σάρωσης με το σήμα εισόδου.

Το κύκλωμα σκανδαλισμού, όπως εικονίζεται στο Σχ. 3, αποτελείται από το συγκριτή σκανδαλισμού και ένα flip-flop σάρωσης, το οποίο αλληλεπιδρά με τη γεννήτρια σάρωσης. Οι κυματομορφές που περιγράφουν τη λειτουργία του κυκλώματος σκανδαλισμού εικονίζονται στο Σχ. 3. Στη μια είσοδο του συγκριτή, την αναστρέφουσα στο Σχ. 5.3, εφαρμόζεται η συνεχής τάση σκανδαλισμού. Στην άλλη είσοδο του συγκριτή σκανδαλισμού οδηγείται μέσω του ενισχυτή σκανδαλισμού, είτε το μετρούμενο σήμα σ' ένα από τα κανάλια (internal triggering), ή

κάποιο άλλο εξωτερικό σήμα (external triggering). Η επιλογή γίνεται από το διακόπτη INT./EXT. Συνήθως χρησιμοποιείται ο εσωτερικός σκανδαλισμός, οπότε ο συγκριτής τροφοδοτείται από το σήμα εισόδου. Μια τρίτη επιλογή είναι η χρήση της τάσης του δικτύου (Line) ως πηγής σκανδαλισμού.

Όταν η τάση του μετρούμενου σήματος υπερβεί τη συνεχή τάση σκανδαλισμού στην αναστρέφουσα είσοδο, η έξοδος του συγκριτή u_{comp} αλλάζει κατάσταση από low σε high και το θετικό μέτωπο του παραγόμενου παλμού θέτει την έξοδο του flip-flop usff σε κατάσταση high. Μόλις η έξοδος του flip-flop γίνει high, ξεκινά η λειτουργία της γεννήτριας σάρωσης. Η τάση της γεννήτριας u_{sw} αυξάνεται από την τιμή V_{sw1} , στην οποία η δέσμη είναι στο αριστερό άκρο της οθόνης, στη μέγιστη τιμή V_{sw2} , όπου η δέσμη έχει ολοκληρώσει την οριζόντια σάρωση και έχει βρεθεί στο δεξί άκρο της οθόνης.



Σχήμα 3. Κυματομορφές από τη λειτουργία του κυκλώματος σκανδαλισμού

Ο χρόνος μεταβολής της πριονωτής τάσης T_{sw} ρυθμίζεται από το διακόπτη της βάσης χρό-νου του παλμογράφου (Time/div.). Στη

συνέχεια, η πριονωτή τάση μεταβαίνει σχεδόν βηματικά στην τιμή V_{sw1} . Η μετάβαση αυτή προκαλεί την αλλαγή στην κατάσταση εξόδου του flip-flop, η οποία γίνεται low. Το flipflop παραμένει στην κατάσταση low και η τάση της γεννήτριας σάρωσης στην τιμή V_{sw1} , μέχρι τη χρονική στιγμή που το σήμα εισόδου θα υπερβεί ξανά την τάση σκανδαλισμού, οπότε ξεκινά μια νέα σάρωση. Με τον τρόπο αυτό η σάρωση ξεκινά πάντα από το ίδιο σημείο του σήματος εισόδου και η απεικόνιση είναι σταθερή.

Οι παλμοί στην έξοδο του flip-flop σάρωσης χρησιμοποιούνται ακόμη στην αμαύρωση της ηλεκτρονικής δέσμης. Αμαύρωση (unblanking), ονομάζεται η διαδικασία αποκοπής της δέσμης, κατά τη διάρκεια της επιστροφής της από το δεξί στο αριστερό άκρο της οθόνης. Για το σκοπό αυτό μεταβάλλεται το δυναμικό στο ηλεκτρόδιο της καθόδου του καθοδικού σωλήνα .

Η τάση σκανδαλισμού έχει μια τιμή που αντιστοιχεί συνήθως σε μισή υποδιαίρεση της οθόνης, όταν επιλεγεί ο αυτόματος σκανδαλισμός (automatic triggering), από το διακόπτη AT./NORM. Στην περίπτωση αυτή όταν δεν υπάρχει σήμα εισόδου, ή όταν το σήμα εισόδου είναι μικρότερο από την τάση σκανδαλισμού, η γεννήτρια σάρωσης εξακολουθεί να λειτουργεί χωρίς έλεγχο, εξασφαλίζοντας ένα φωτεινό οριζόντιο ίχνος στην οθόνη. Με τον αυτόματο σκανδαλισμό το ίχνος είναι ορατό όταν ο διακόπτης επιλογής της σύζευξης εισόδου είναι στη θέση της γείωσης (GND).

Η τιμή και η πολικότητα της τάσης σκανδαλισμού ρυθμίζεται από το χρήστη μέσω του ποτενσιόμετρου LEVEL, όταν επιλεγεί ο χειροκίνητος σκανδαλισμός (normal triggering). Με το χειροκίνητο σκανδαλισμό επιτυγχάνεται η σταθερή απεικόνιση πολύπλοκων σημάτων, τα οποία δεν μπορούν να σταθεροποιηθούν με τη χρήση του αυτόματου σκανδαλισμού. Όμως, στην οθόνη του παλμογράφου δεν εμφανίζεται κανένα ίχνος, όταν το πλάτος του σήματος εισόδου είναι μικρότερο από την τάση σκανδαλισμού.

Όταν η τάση σκανδαλισμού εφαρμόζεται στην αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή, όπως στο Σχ. 3, η απεικόνιση του σήματος ξεκινά από το θετικό μέτωπο (rising edge), σημεία rp. Αντιστρέφοντας τις εισόδους όπου εφαρμόζονται το σήμα και η τάση σκανδαλισμού, η απεικόνιση ξεκινά από το αρνητικό μέτωπο του σήματος (falling edge), σημεία fp. Η επιλογή γίνεται από το διακόπτη SLOPE +/- και έχει ιδιαίτερη σημασία όταν είναι επιθυμητή η απεικόνιση στην οθόνη μόνο ενός τμήματος από την περίοδο του σήματος.

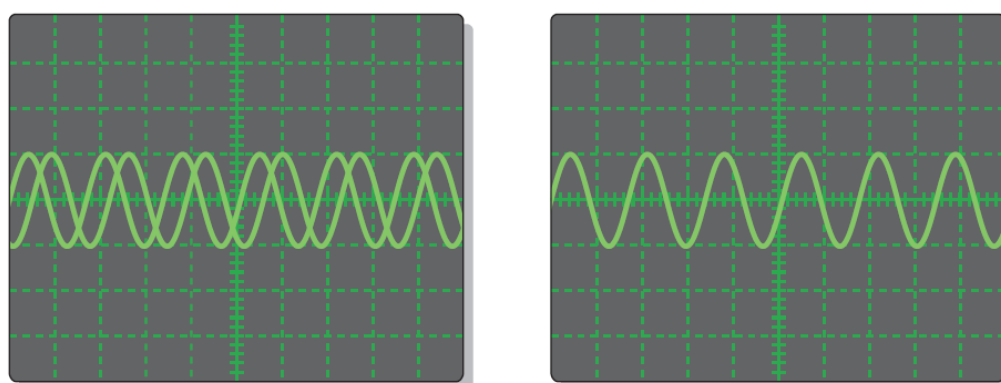
Το σήμα εισόδου πριν εφαρμοστεί στο συγκριτή σκανδαλισμού επεξεργάζεται από ένα παθητικό δικτύωμα, το οποίο επιλέγεται μέσω του διακόπτη Trigger selector από το χρήστη. Ο επιτυχής σκανδαλισμός εξαρτάται συχνά από την επιλογή αυτή. Στην θέση AC ένας πυκνωτής αφαιρεί τη συνεχή συνιστώσα από το σήμα εισόδου. Στη θέση DC το σήμα εισόδου οδηγείται χωρίς μεταβολή στο συγκριτή. Στη θέση HF παρεμβάλλεται ένα ανωδιαβατό φίλτρο, το οποίο αποκόπτει τη συνεχή συνιστώσα και τις χαμηλές συχνότητες του σήματος εισόδου, ενώ στη

θέση LF ένα κατωδιαβατό φίλτρο περιορίζει τις υψηλές συχνότητες του σήματος.

Στη θέση Line του διακόπτη επιλογής, στο συγκριτή σκανδαλισμού οδηγείται ένα ημιτονο-ειδές σήμα από το μετασχηματιστή ισχύος του παλμογράφου, με τη συχνότητα του δικτύου. Η θέση Line είναι ιδιαίτερα βολική όταν απαιτείται η παρατήρηση σημάτων με συχνότητες πολλαπλάσιες ή υποπολλαπλάσιες του δικτύου. Ακόμη, η θέση Line χρησιμοποιείται σε κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύος με thyristors, τα οποία παράγουν πολύπλοκες κυματομορφές με θεμελιώδη συχνότητα ίση μ' εκείνη του δικτύου.

Οι περισσότεροι σύγχρονοι παλμογράφοι διαθέτουν μέσω του διακόπτη Trigger selector τη δυνατότητα σκανδαλισμού στους παλμούς συγχρονισμού γραμμών και πλαισίων του τηλεοπτικού σήματος. Με την επιλογή TV trigger, η οποία δεν περιλαμβάνεται στο Σχ. 3, καθίσταται εύκολη η απεικόνιση σημάτων video.

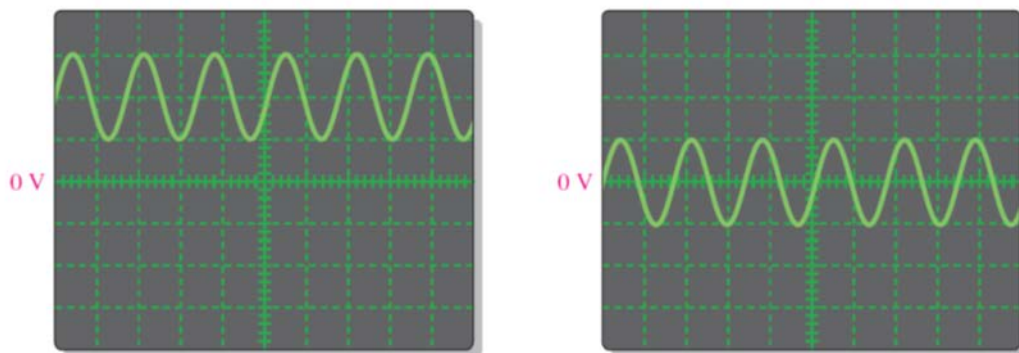
Ορισμένοι παλμογράφοι, κυρίως εκείνοι με υψηλό εύρος ζώνης, περιλαμβάνουν μια γραμμή καθυστέρησης (delay line) πριν από τον τελικό ενισχυτή Y, η οποία καθυστερεί όταν επιλεγεί για ένα μικρό χρονικό διάστημα το σήμα εισόδου. Με τον τρόπο αυτό το σήμα εισόδου απεικονίζεται στην οθόνη με μια χρονική καθυστέρηση ως προς τη χρονική στιγμή του σκανδαλισμού, οπότε ξεκινά η σάρωση. Δηλαδή, η απεικόνιση του σήματος ξεκινά πριν από τη χρονική στιγμή του σκανδαλισμού. Η δυνατότητα της καθυστέρησης είναι χρήσιμη στην απεικόνιση του θετικού ή του αρνητικού μετώπου ενός παλμικού σήματος, ανάλογα με την κλίση στον σκανδαλισμό (SLOPE +/-), τη χρονική στιγμή του σκανδαλισμού, το οποίο αλλιώς δεν θα ήταν ορατό καθώς ταυτίζεται με την έναρξη της σάρωσης.



Σχήμα 4. Κυματομορφές α) χωρίς σκανδαλισμό β) Με σκανδαλισμό

Ζεύξη σήματος στον παλμογράφο : Υπάρχουν δύο περιπτώσεις η ζεύξη AC και η ζεύξη DC. Όταν το σήμα έχει συνεχή συνιστώσα

τότε επιλέγεται η ζεύξη DC. Όταν επιλεγεί η ζεύξη AC τότε η συνεχή συνιστώσα δεν εμφανίζεται στην οθόνη.



Σχήμα 5. Κυματομορφές α) Ζεύξη AC β) Ζεύξη DC

Γενικά η ενεργός τιμή ενός περιοδικού σήματος ορίζεται από την σχέση

$$V_{rms,t}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt$$

Μπορεί αν αποδειχθεί (βλ Παράρτημα) ότι η ενεργός τιμή ενός τυχαίου περιοδικού σήματος που έχει συνεχή συνιστώσα δίδεται από την σχέση

$$V_{rms,t} = \sqrt{V_{dc}^2 + V_{rms}^2}$$

Όπου V_{dc} η συνεχή συνιστώσα του σήματος και V_{rms} η ενεργός τιμή που οφείλεται στις αρμονικές συνιστώσες.

Όταν επιλέξουμε ζεύξη ac τότε μπορούμε να υπολογίσουμε την V_{rms} επιλέγοντας measurements -> ac. Μπορούμε να επιλέξουμε ζεύξη dc και στην συνέχεια measurements -> ac και να υπολογίσουμε την $V_{rms,t}$. Αν χρησιμοποιήσουμε πολύμετρο τότε αν επιλέξουμε την DC θα μετρήσουμε την dc συνιστώσα του σήματος. Αν επιλέξουμε την ac κλίμακα θα μετρήσουμε την ενεργό τιμή rms (ότι την ενεργό τιμή του συνολικού σήματος),

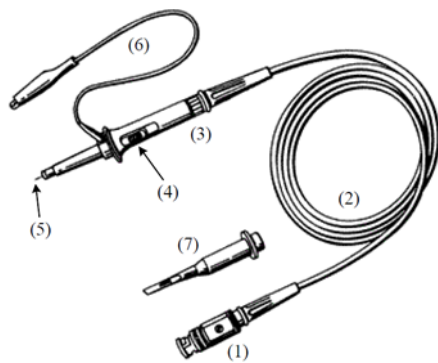
Ακροδέκτες

Οι παλμογράφοι για τη σύνδεση του μετρούμενου σήματος με την είσοδό τους διαθέτουν ειδικούς ακροδέκτες (probes). Σκοπός των ακροδεκτών είναι να φορτίζουν ελάχιστα το μετρούμενο κύκλωμα και να μεταφέρουν το σήμα στο όργανο με τη μικρότερη δυνατή παραμόρφωση. Οι παλμογράφοι παρουσιάζουν σύνθετη αντίσταση εισόδου, η οποία παρίσταται συνήθως από μια αντίσταση $1\text{M}\Omega$ παράλληλα μ' ένα πυκνωτή με τιμή μερικές 10δες pF. Οι ακροδέκτες αποτελούνται στην απλούστερη και πλέον χρησιμοποιούμενη μορφή από ένα ομοαξονικό καλώδιο, με προσαρμογέα BNC στο άκρο σύνδεσης με την είσοδο του παλμογράφου (Σχ. 6). Οι ακροδέκτες αυτοί ονομάζονται παθητικοί (passive probes) και διακρίνονται σε τέσσερα κύρια είδη:

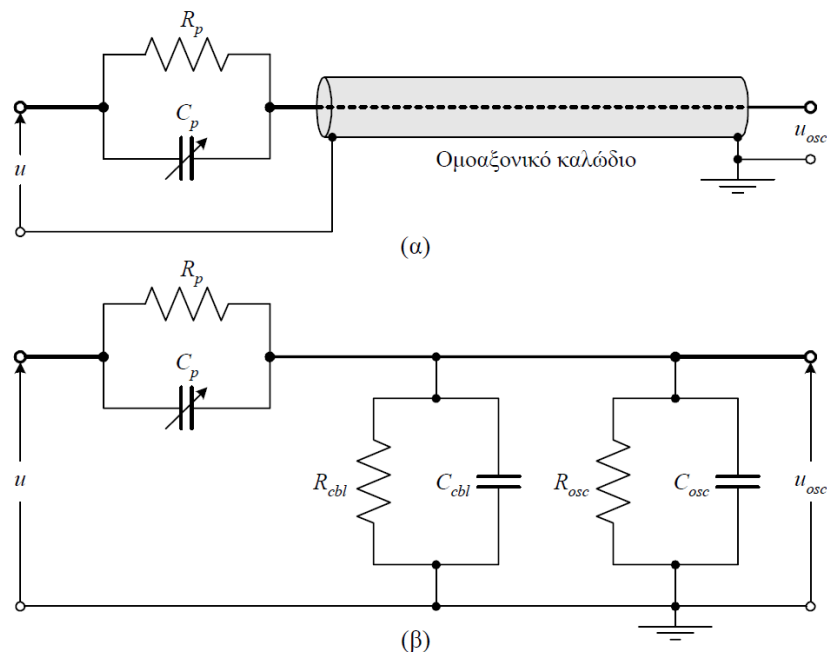
- Ακροδέκτες 1:1 (1X).
- Ακροδέκτες εξασθένησης 10:1 (10X).
- Ακροδέκτες υψηλής τάσης 100:1 (100X) και 1000:1 (1000X).
- Ακροδέκτες με διακόπτη, οι οποίοι ανάλογα με τη θέση του διακόπτη λειτουργούν ως ακροδέκτες 1:1 είτε 10:1 (1X/10X). Οι ακροδέκτες με διακόπτη είναι οι πλέον διαδεδομένοι.

Με τους ακροδέκτες 1:1 η μέγιστη τάση που μπορεί να μετρηθεί από ένα παλμογράφο με ευαισθησία εισόδου έως 20V/div . είναι 160Vpp . Η χωρητικότητα του ομοαξονικού καλωδίου στους ακροδέκτες 1X, η οποία είναι περίπου ίση με 100pF/m , προστίθεται στη χωρητικότητα εισόδου του παλμογράφου, με αποτέλεσμα να μην είναι δυνατή η μέτρηση υψηλών συχνοτήτων. Ειδικότερα, όταν η σύνθετη αντίσταση της πηγής του σήματος είναι υψηλή (μερικές 10δες $\text{k}\Omega$), η μέγιστη συχνότητα που μετράται με ακρίβεια είναι της τάξης των μερικών 100δων kHz.

Οι παραπάνω περιορισμοί των ακροδεκτών 1X, οι οποίοι παρουσιάζουν μια τυπική αντίσταση εισόδου $1\text{M}\Omega//100\text{pF}$, αίρονται με τους ακροδέκτες εξασθένησης 10X. Ο ακροδέκτης 10:1 αποτελείται από το ομοαξονικό καλώδιο, το οποίο καταλήγει σ' ένα παράλληλο δικτύωμα RpCp, όπως εικονίζεται στο Σχ. 7.



Σχήμα 6. Δομή του ακροδέκτη με διακόπτη 1:1 και 10:1. Διακρίνονται ο προσαρμογέας BNC για τη σύνδεση με την είσοδο του παλμογράφου (1), το ομοαξονικό καλώδιο (2), η κεφαλή του ακροδέκτη (3), ο διακόπτης επιλογής (4), το άκρο σύνδεσης για τη μέτρηση του σήματος (5), ο αγωγός της γείωσης (6) και το άγκιστρο (7), το οποίο προσαρμόζεται στο άκρο σύνδεσης της κεφαλής



Σχήμα 7. Δομή του ακροδέκτη (probe) 10:1 (α). Ισοδύναμο κύκλωμα του ακροδέκτη σε συνδυασμό με τη σύνθετη αντίσταση εισόδου του παλμογράφου (β)

Η ωμική αντίσταση του ακροδέκτη R_p έχει τιμή περίπου ίση με $9M\Omega$, έτσι ώστε σε συνδυασμό με την αντίσταση εισόδου του παλμογράφου $1M\Omega$ και την αντίσταση του καλωδίου, να προκύπτει η επιθυμητή απόσβεση 10:1. Η χωρητικότητα του πυκνωτή C_p ρυθμίζεται από το χρήστη, έτσι ώστε η απόσβεση του συστήματος ακροδέκτης-παλμογράφος να είναι σταθερή σ' όλη την περιοχή συχνοτήτων

λειτουργίας του παλμογράφου. Στο Σχ. 7β εικονίζεται το ισοδύναμο κύκλωμα του ακροδέκτη 10X, σε συνδυασμό με την είσοδο του παλμογράφου, όπου R_{osc}, C_{osc} είναι η αντίσταση και η χωρητικότητα εισόδου του παλμογράφου και R_{cbl}, C_{cbl} η αντίσταση και η χωρητικότητα του ομοαξονικού καλωδίου αντίστοιχα. Αν u είναι η τάση στην είσοδο του ακροδέκτη η τάση στην είσοδο του παλμογράφου είναι

$$u_{osc} = u \frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{\frac{R}{1 + j\omega RC} + \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C_p}}$$

Όπου $R = R_{cbl} \parallel R_{osc}$, $C = C_{cbl} + C_{osc}$

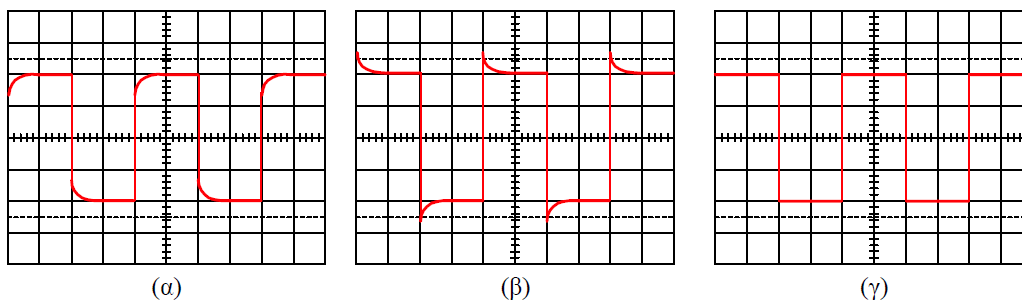
Είναι φανερό ότι η απόσβεση εξαρτάται από την συχνότητα. Είναι φανερό ότι η απόσβεση δεν εξαρτάται από την συχνότητα αν

$$R_p C_p = RC$$

Άρα η εξίσωση γίνεται

$$u_{osc} = u \frac{R}{R_p + R} \quad (1)$$

Στην πράξη η εξίσωση (1) ικανοποιείται ρυθμίζοντας τη χωρητικότητα C_p του πυκνωτή στον ακροδέκτη 10:1, με την εφαρμογή ενός τετραγωνικού παλμού με εξαιρετικά μικρούς χρόνους ανόδου-καθόδου. Ο πυκνωτής επιλέγεται έτσι ώστε να επιτευχθεί η βέλτιστη απεικόνιση του παλμού, όπως στο Σχ. 8. Η παραμόρφωση του σήματος στα Σχ. 8α, β οφείλεται στην εσφαλμένη τιμή του πυκνωτή C_p .



Σχήμα 8. Ρύθμιση του πυκνωτή στον ακροδέκτη 10:1, με την εφαρμογή τετραγωνικού παλμού. Λανθασμένη τιμή του πυκνωτή (α)–(β), ορθή τιμή της χωρητικότητας C_p (γ)

Με τη χρήση του ακροδέκτη 10X, η ωμική αντίσταση εισόδου του συστήματος ακροδέκτης–παλμογράφος αυξάνεται, ενώ η παράλληλη χωρητικότητα μειώνεται. Μια τυπική τιμή της σύνθετης αντίστασης εισόδου είναι $10\text{M}\Omega//16\text{pF}$. Γενικότερα, όσο μικρότερη είναι η χωρητικότητα εισόδου και μεγαλύτερη η ωμική αντίσταση εισόδου, τόσο πιο ακριβής είναι η μέτρηση του σήματος από τον παλμογράφο. Η υψηλή σύνθετη αντίσταση που εμφανίζουν οι ακροδέκτες 10X στο προς μέτρηση κύκλωμα ισχύει μόνο στις χαμηλές συχνότητες (μικρότερες από 5MHz). Η σύνθετη αντίσταση μειώνεται καθώς η συχνότητα του μετρούμενου σήματος αυξάνει. Ειδικότερα, ένας ακροδέκτης με εύρος ζώνης 50MHz, ενώ στο συνεχές ρεύμα εμφανίζει αντίσταση εισόδου $10\text{M}\Omega$, στα 50MHz μπορεί να παρουσιάζει σύνθετη αντίσταση μόλις $1.5\text{k}\Omega$.

Εξαιτίας των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν οι ακροδέκτες εξασθένησης, πρέπει να χρησιμοποιούνται ακόμη και όταν το σήμα που μετράται έχει πλάτος μικρότερο από την τιμή που μπορεί να μετρηθεί απευθείας με τον ακροδέκτη 1X. Προϋπόθεση είναι η απόσβεση που εισάγεται από τον ακροδέκτη να μπορεί να αντισταθμιστεί με την αύξηση της ευαισθησίας εισόδου του παλμογράφου (διακόπτης Volts/div.).

Όταν χρησιμοποιούνται ακροδέκτες εξασθένησης και η τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη από 400V, πρέπει να επιλέγεται η dc σύζευξη εισόδου στον παλμογράφο. Ακόμη, στη μέτρηση σημάτων μικρής τάσης, ο αγωγός γείωσης του ακροδέκτη πρέπει να τοποθετείται κατά το δυνατό πλησιέστερα στο σημείο μέτρησης.

Στη μέτρηση πολύ υψηλών τάσεων από τον παλμογράφο χρησιμοποιούνται οι ακροδέκτες 100X και 1000X, οι οποίοι εξασθενούν το σήμα εισόδου κατά 100 και 1000 φορές αντίστοιχα. Η χωρητικότητα εισόδου στους ακροδέκτες υψηλής τάσης είναι περίπου ίση με 3pF . Μια ειδική κατηγορία παθητικών ακροδεκτών είναι οι ακροδέκτες 50Ω . Οι ακροδέκτες 50Ω παρέχουν εξαιρετικά μικρή χωρητικότητα εισόδου (μικρότερη από 1pF) και χρησιμοποιούνται σε μετρήσεις πολύ υψηλών συχνοτήτων, σε συνδυασμό με παλμογράφους της ίδιας αντίστασης εισόδου.

Καμπύλες Lissajous

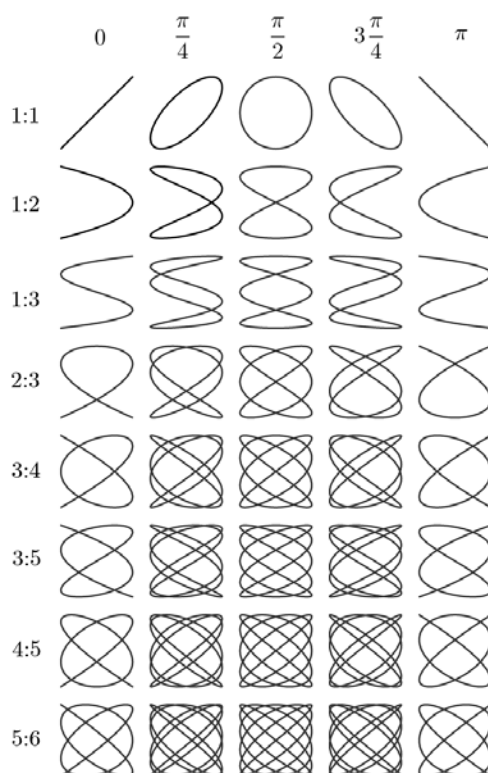
Στον παλμογράφο είναι δυνατόν να μελετήσουμε σήματα ac σαν συνάρτησι του χρόνου.

Επίσης είναι δυνατόν να επιλέξουμε την λειτουργία XY όπότε να απαλοίσουμε τον χρόνο . Αν τα σήματα είναι ημιτονικά οι καμπύλες που προκύπτουν λέγονται Lissajus

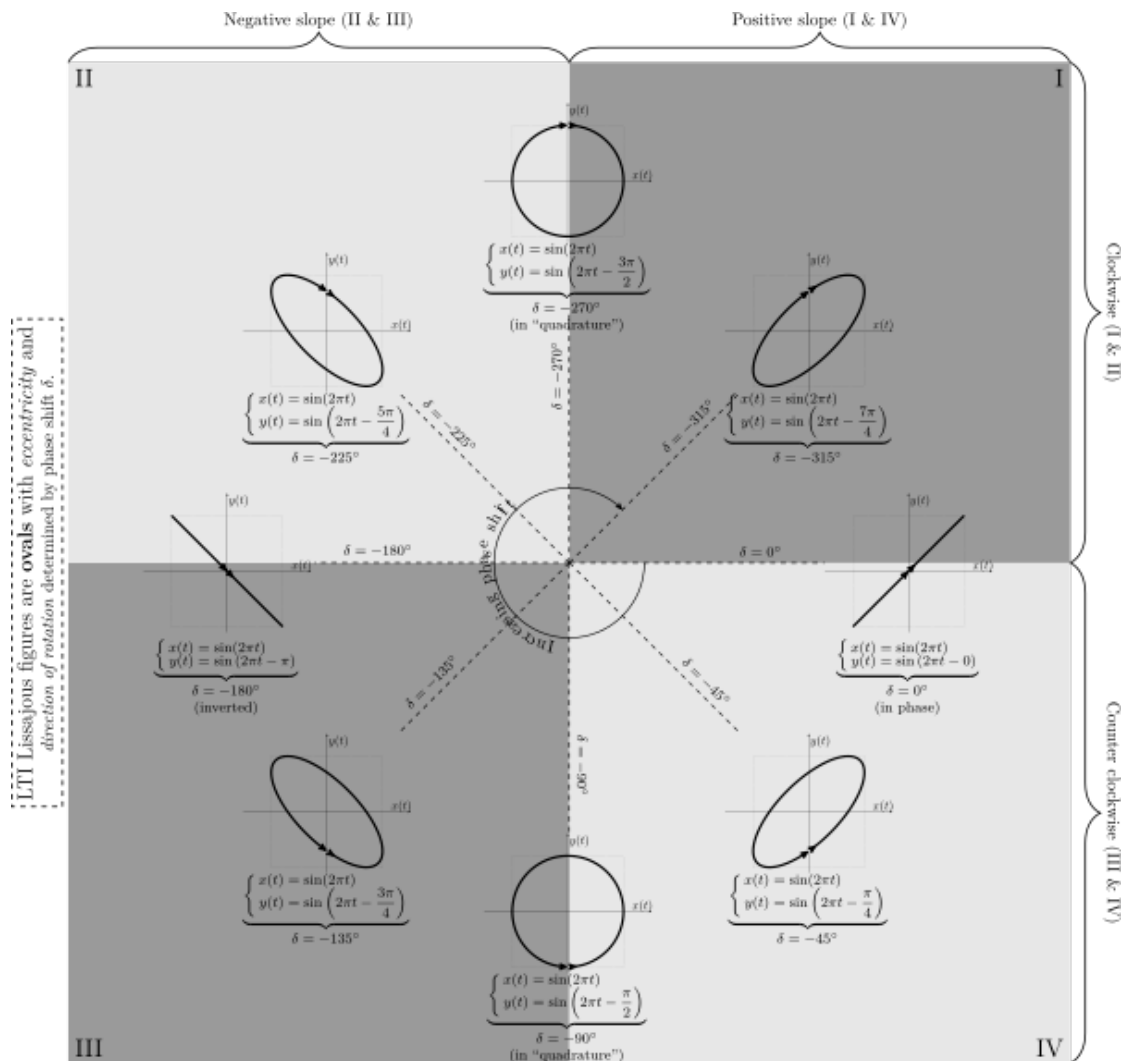
Έστω $x(t)$, $y(t)$ τα ημιτονικά σήμα που εφαρμόζονται στις εισόδου X και Y είναι

$$x = A\sin(2\pi f_x t + \delta), y = B\sin(2\pi f_y t) \quad (1)$$

Η μορφή των καμπυλών που προκύπτει εξαρτάται από τον λόγο των συχνοτήτων $\frac{f_x}{f_y}$ (Numbers of horizontal tangents (peaks) / Numbers of vertical tangents(peaks)) από τα πλάτη A, B και την διαφορά φάσης δ . Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται διάφορες καμπύλες Lissajous ανάλογα με τον λόγο των συχνοτήτων



Ειδικότερα αν $f_x = f_y$ (Τα σήματα έχουν ίσες συχνότητες) οι καμπύλες Lissajous ανάλογα την τιμή της διαφοράς φάσης δ είναι έλλειψη, κύκλος ή ευθεία γραμμή



Από τις εξισώσεις των σημάτων (1) μπορούμε να απαλοίσουμε τον χρόνο

$$\frac{x}{A} = \sin(2\pi ft + \delta) \sin(2\pi ft) \cos(\delta) + \sin(\delta) \cos(2\pi ft) \quad (2)$$

$$\frac{y}{B} = \sin(2\pi ft) \quad (3)$$

Αντικαθιστώντας το την (3) στη (2) προκύπτει

$$\frac{x}{A} = \frac{y}{B} \cos(\delta) + \sin(\delta) \cos(2\pi ft)$$

Η τελευταία γράφεται

$$\frac{1}{\sin(\delta)} \left(\frac{x}{A} - \frac{y}{B} \cos(\delta) \right) = \cos(2\pi ft) \quad (4)$$

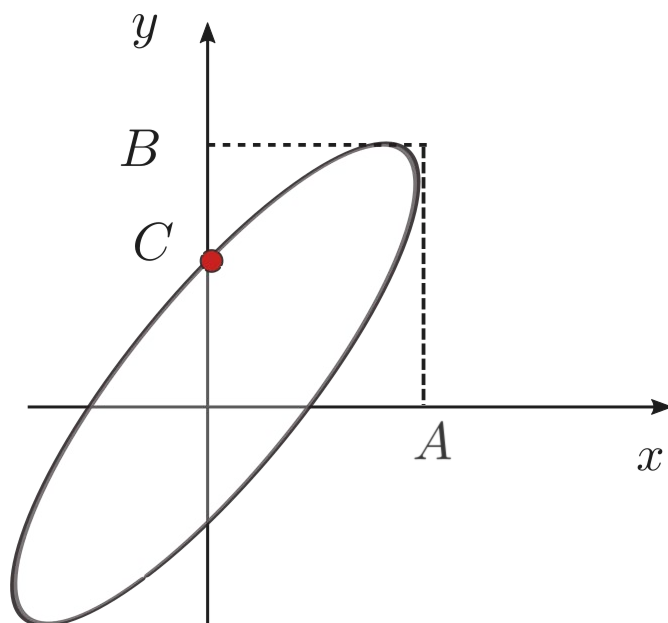
Από την (3) και (4)

$$\frac{1}{\sin^2(\delta)} \left(\frac{x}{A} - \frac{y}{B} \cos(\delta) \right)^2 + \frac{y^2}{B^2} = 1$$
$$\frac{1}{\sin^2(\delta)} \frac{x^2}{A^2} - 2 \frac{xy}{AB \sin^2(\delta)} \cos(\delta) + \frac{1}{\sin^2(\delta)} \frac{y^2}{B^2} \cos^2(\delta) + \frac{y^2}{B^2} = 1$$

Πολλαπλασιάζοντας με $\sin^2(\delta)$ προκύπτει

$$\frac{x^2}{A^2} - 2 \frac{xy}{AB} \cos(\delta) + \frac{y^2}{B^2} = \sin^2(\delta)$$

Η εξίσωση αυτή περιγράφει γενικά μια έλλειψη στο επίπεδο xy



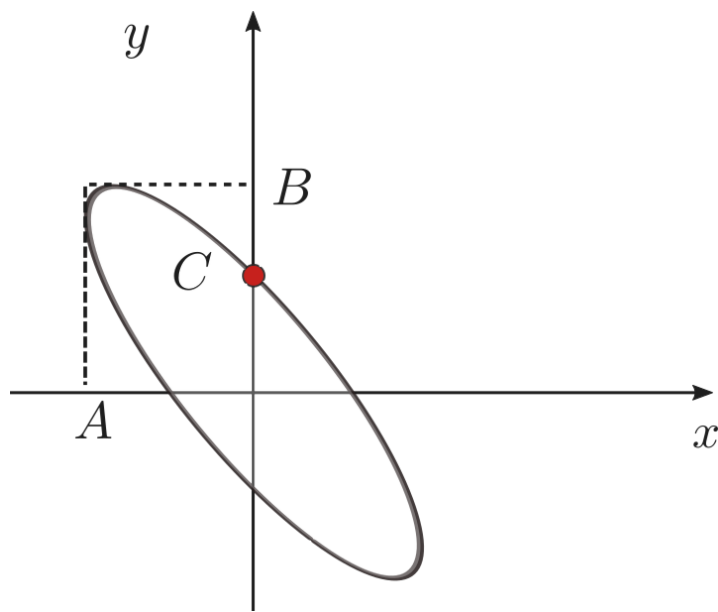
Το C υπολογίζεται από την εξίσωση της έλλειψης να θεσουμε $x = 0$ οπότε προκύπτει

$$\frac{C^2}{B^2} = \sin^2(\delta)$$

Άρα η διαφορά φάσης είναι

$$\sin(\delta) = \pm \frac{C}{B} \Rightarrow \delta = \pm \sin^{-1}\left(\frac{C}{B}\right)$$

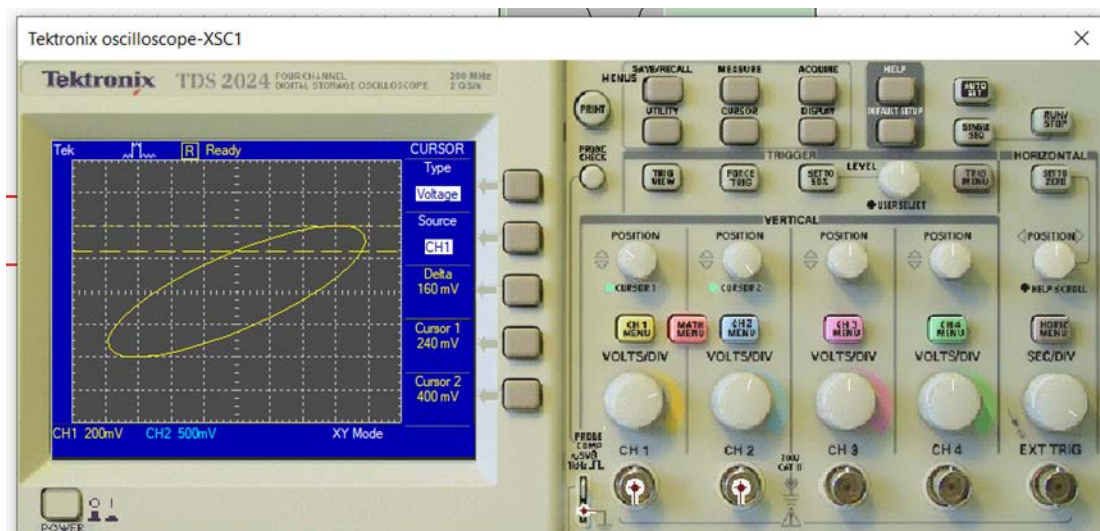
Στην περίπτωσης που η κατεύθυνση της έλλειψης είναι στο 2 και 4 τεταρτημόριο



$$\delta = \pm \left[180 - \sin^{-1} \left(\frac{C}{B} \right) \right]$$

Είναι φανερό ότι μερώντα τιμές C και B βρίσκουμε την διαφορά φάσης.

Μετρήσεις στον παμογράφο



Ειδικές περιπτώσεις

- Όταν $\delta = 0$ τότε η εξίσωση γίνεται

$$\frac{x^2}{A^2} - 2\frac{xy}{AB} + \frac{y^2}{B^2} = 0 \Rightarrow \left(\frac{x}{A} - \frac{y}{B} \right)^2 = 0 \Rightarrow y = \frac{B}{A}x$$

Στην περίπτωση αυτή έλλειψη εκφυλίζεται σε μια ευθεία γραμμή.

- Όταν $\delta = \pi$ τότε η εξίσωση γίνεται

$$\frac{x^2}{A^2} + 2\frac{xy}{AB} + \frac{y^2}{B^2} = 0 \Rightarrow \left(\frac{x}{A} + \frac{y}{B}\right)^2 = 0 \Rightarrow y = -\frac{B}{A}x$$

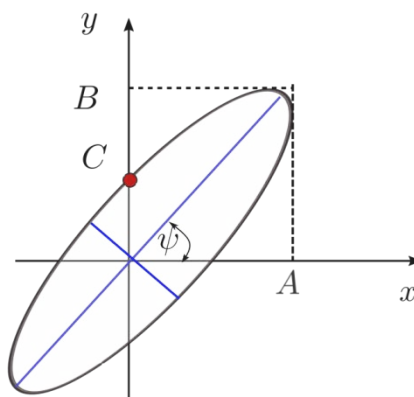
Στην περίπτωση αυτή έλλειψη εκφυλίζεται σε μια ευθεία γραμμή αλλά με αντίθετο συντελεστή κατεύθυνσης από την προηγούμενη περίπτωση .

- Όταν $\delta = \pi/2$ και τα πλάτη είναι ίσα $A = B$ τότε η εξίσωση γίνεται

$$x^2 + y^2 = A^2$$

Η εξίσωση αυτή περιγράφει ένα κύκλο με ακτίνα A .

Τέλος η προσανατολισμό της έλλειψης περιγράφεται από την γωνία ψ όπως φαίνεται στο σχήμα



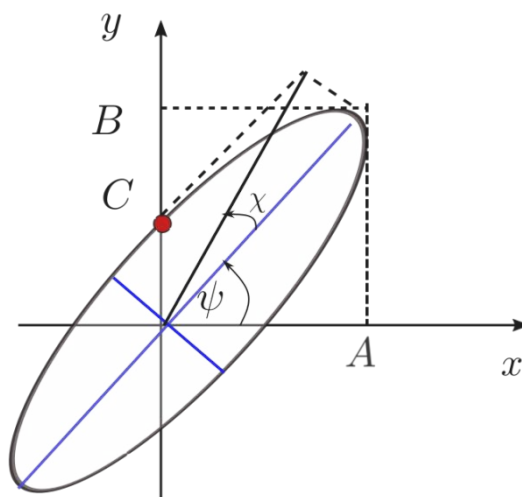
Η εφαπτομένη της διπλάσιας γωνίας 2ψ δίδεται από την σχέση

$$\tan(2\psi) = \tan(2a) \cos(\delta)$$

$$\tan(2a) = \frac{2 \tan(a)}{1 - \tan^2(a)} = \frac{2 \frac{B}{A}}{1 - \left(\frac{B}{A}\right)^2} = \frac{2 AB}{A^2 - B^2}$$

$$\tan(2\psi) = \left(\frac{2 AB}{A^2 - B^2}\right) \cos(\delta)$$

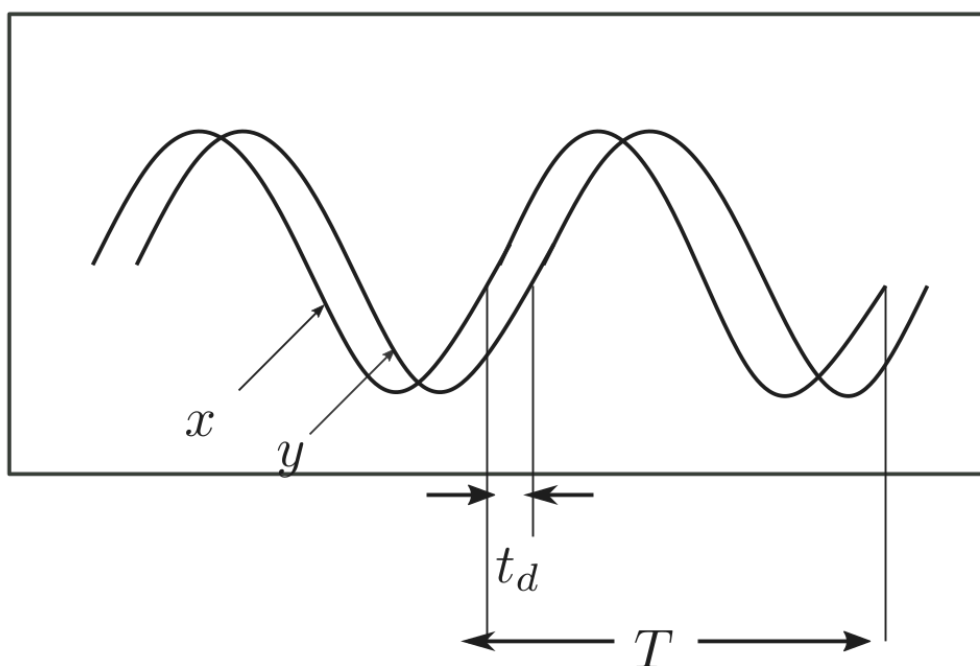
Η γωνία που καθορίζει το σχήμα της έλλειψης (συμβολίζεται με χ)



Το ημίτονο της διπλάσιας γωνίας της δίδεται από την σχέση

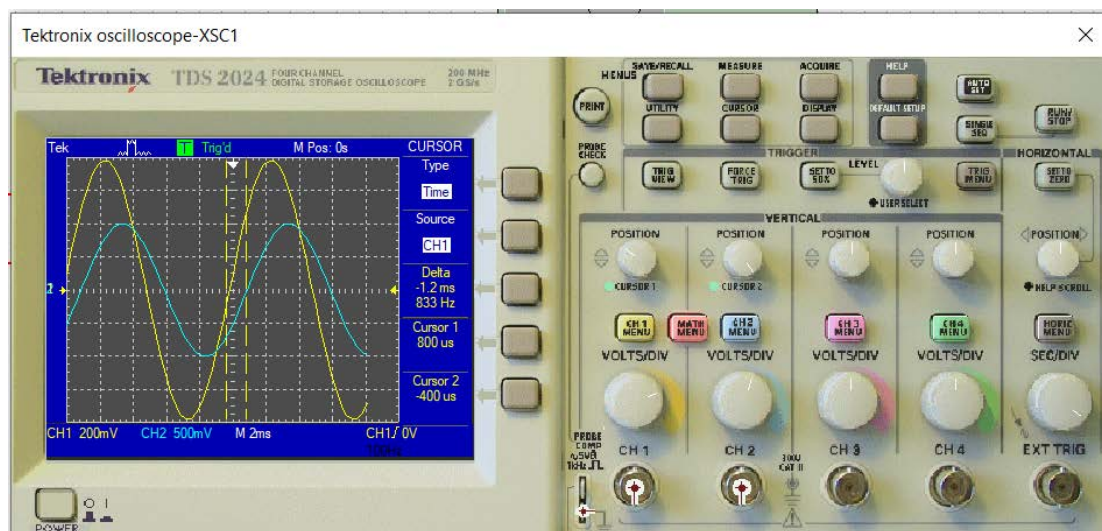
$$\sin(2\chi) = \sin(2a) \sin(\delta) = 2 \left(\frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}} \right) \left(\frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2}} \right) \sin(\delta) = \left(\frac{2AB}{A^2 + B^2} \right) \sin(\delta)$$

Μια δεύτερη μέθοδος η οποία λειτουργεί και σε σε σήματα που δεν είναι ημιτονικά είναι να μετρήσουμε την χρονική διαφορά των δύο κυματομορφών t_d



Αφού μετρηθεί η περίοδος T και το χρονικό διάστημα t_d

$$|\theta_2 - \theta_1| = 360^\circ \frac{t_d}{T}$$



Καμπύλες Lissajus για διάφορους λόγους συχνοτήτων

Για λόγο $\frac{f_x}{f_y} = N$ ή $\frac{f_x}{f_y} = \frac{1}{N}$ όπου N φυσικός αριθμός

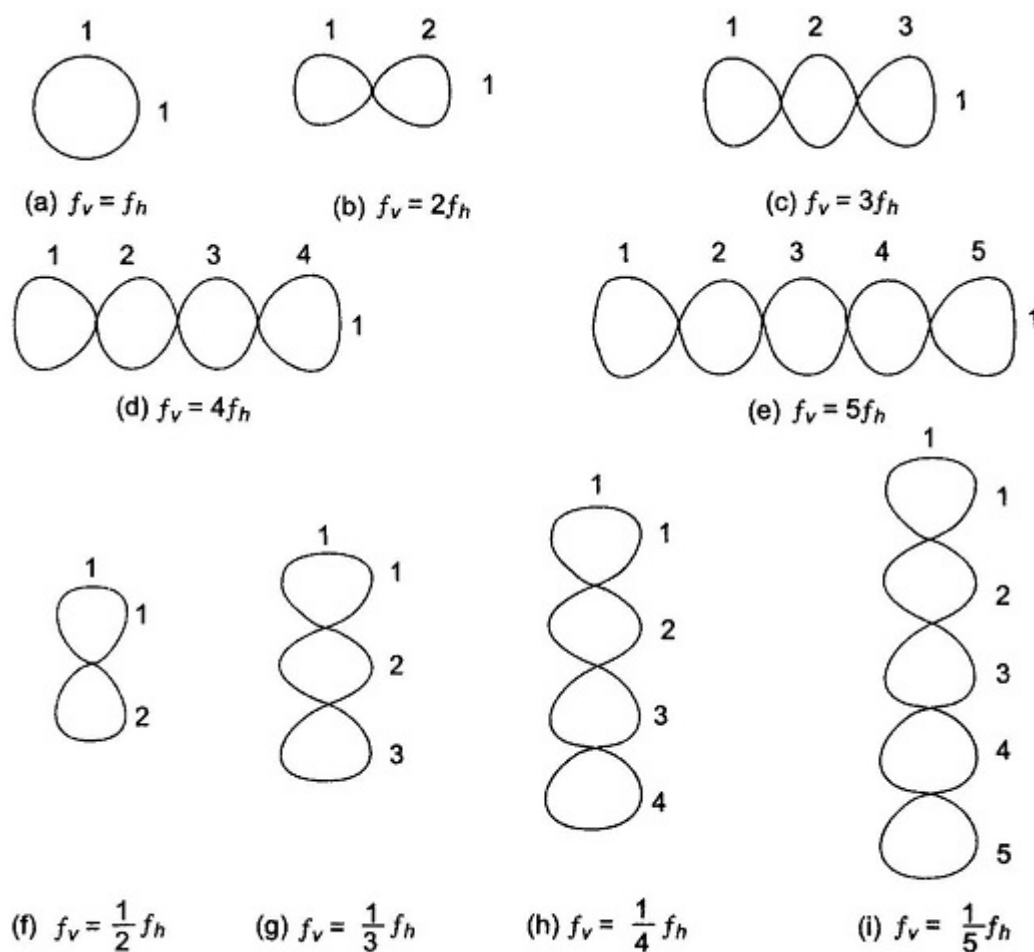


Fig. 7.31 Lissajous Patterns for Integral Frequencies

Για λόγο $\frac{f_x}{f_y} = \text{ρητός αριθμός}$

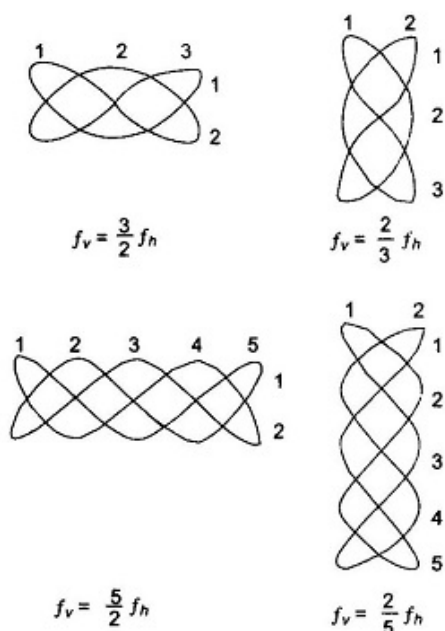


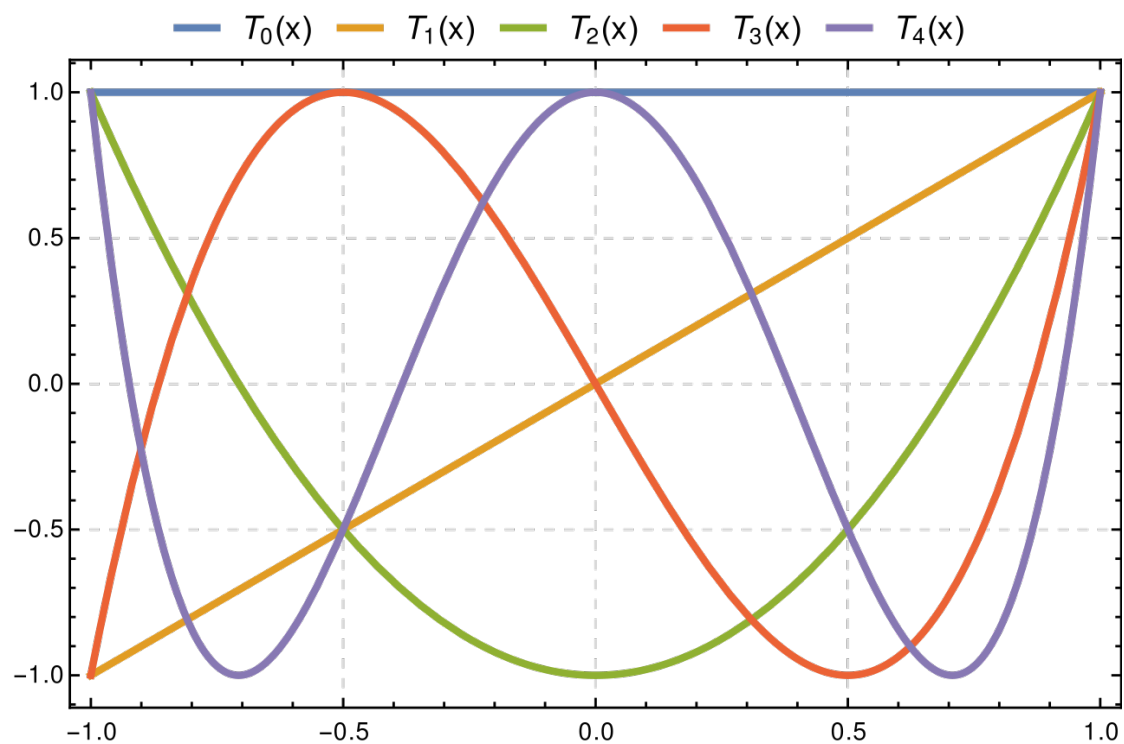
Fig. 7.32 Lissajous Patterns for Non-Integral Frequencies

Στην περίπτωση όπου $\frac{f_x}{f_y} = \frac{1}{N}$ όπου N φυσικός και η διαφορά φάσης διαφορά φάσης $\delta = \left(\frac{N-1}{N}\right)\frac{\pi}{2}$ οι καμπύλες Lissajous περιγράφονται από τα πολυώνυμα Chebyshev πρώτου είδους και βαθμού N . Τα πολυώνυμα αυτά περιγράφονται από τις σχέσεις :

$$T_0(x) = 1$$

$$T_1(x) = x$$

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x)$$



Τα πολυώνυμα Chebyshev είναι λύσεις της διαφορικής εξίσωσης

$$(1 - x^2) \frac{d^2y}{dx^2} - x \frac{dy}{dx} + ny = 0$$

Η οποία λύνεται με αλλαγή μεταβλητής $x = \cos(t)$.

Παράρτημα Α Σειρά Fourier

Γενικά μια περιοδική συνάρτηση $x(t)$ (σήμα) μπορεί να γραφεί σαν άθροισμα σύνθετων μιγαδικών συναρτήσεων $\phi_k = e^{jlk\omega_0 t}$:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k e^{jlk\omega_0 t}$$

Οι συντελεστές c_k λέγονται συντελεστές Fourier . Οι συντελεστές αυτοί προσδιορίζονται από την σχέση

$$c_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-jlk\omega_0 t} dt$$

Αν το σήμα $x(t)$ είναι πραγματικό τότε η σειρά Fourier έχει δυο ισοδύναμες μορφές

A.

$$x(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} |c_k| \cos(k\omega_0 t + \theta_k)$$

$$\theta_k = \text{arg} c_k$$

Επειδή το σήμα είναι πραγματικό $c_{-k} = c_k^*$
Άρα η αρχική σειρά Fourier γράφεται

$$x(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [c_k e^{jlk\omega_0 t} + (c_k e^{jlk\omega_0 t})^*]$$

ο συντελεστής Fourier c_k γράφεται $c_k = |c_k| e^{j\theta_k}$

$$x(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} |c_k| [e^{jlk\omega_0 t} e^{j\theta_k} + (e^{jlk\omega_0 t} e^{j\theta_k})^*]$$

$$x(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} 2|c_k| \cos(k\omega_0 t + \theta_k)$$

B.

Η αρχική σειρά Fourier

$$\begin{aligned} x(t) &= c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [c_k e^{jlk\omega_0 t} + (c_k e^{jlk\omega_0 t})^*] \\ &= c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [c_k e^{jlk\omega_0 t} + c_k^* e^{-jlk\omega_0 t}] \\ &= c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [c_k \cos(k\omega_0 t) \\ &\quad + c_k j \sin(k\omega_0 t) + c_k^* \cos(k\omega_0 t) - j c_k^* \sin(k\omega_0 t)] \end{aligned}$$

$$x(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [(c_k + c_k^*) \cos(k\omega_0 t) + j(c_k - c_k^*) \sin(k\omega_0 t)]$$

$$\alpha_k = c_k^* + c_k = 2\operatorname{Re}\{c_k\}$$
$$\beta_k = j(c_k - c_k^*) = j2j\operatorname{Im}\{c_k\} = -2\operatorname{Im}\{c_k\}$$

$$x(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} [\alpha_k \cos(k\omega_0 t) + \beta_k \sin(k\omega_0 t)]$$

$$\alpha_k = 2\operatorname{Re}\{c_k\}, \beta_k = -2\operatorname{Im}\{c_k\}$$

Παράρτημα Α

Ενεργός τιμή τυχαίου περιοδικού σήματος

Συμφωνα με την ανάλυση Fourier τα περιοδικά σήματα αποτελούνται από την συνεχή συνιστώσα (dc), και άπειρες αρμονικές με συχνότητες $n\omega_0$ $n = 1, 2, \dots$ όπου ω_0 είναι η κυκλική συχνότητα του σήματος έτσι το σήμα γράφεται

$$v_m(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2|C_n| \cos(n\omega_0 t + \theta_n) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_n \cos(k\omega_0 t + \theta_n)$$

Όπου $F_n = 2|C_n|$, Όπου $c_k = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v_m(t) e^{jk\omega_0 t} dt$

Μπορούμε να υπολογίσουμε την ενεργό τιμή του σήματος με την βοήθεια της σειράς Fourier

$$\begin{aligned} V_{rms,t}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T v_m^2(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T C_0^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k,l}^{\infty} F_n F_m \cos(k\omega_0 t + \theta_k) \cos(l\omega_0 t + \theta_m) dt \\ &= C_0^2 + \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k,m}^{\infty} F_k F_l \cos(k\omega_0 t + \theta_k) \cos(l\omega_0 t + \theta_m) dt \\ &= C_0^2 + \frac{1}{T} \sum_{k,m}^{\infty} F_n F_m \underbrace{\int_0^T \cos(l\omega_0 t + \theta_m) \cos(k\omega_0 t + \theta_k) dt}_{\delta_{k,l} \frac{\pi}{\omega_0}} \\ &= C_0^2 + \frac{1}{T} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\omega_0}{\pi} F_l^2 = C_0^2 + \frac{1}{T_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_0} F_l^2 = C_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{F_l^2}{2} = C_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{F_l}{\sqrt{2}} \right)^2 \end{aligned}$$

Άρα η ενεργός τιμή του σήματος είναι

Επιμέλεια: Ανχος (ΕΕ) Γ. Βερόπουλος ΠΝ
PhD, MSc

$$V_{rms,t}^2 = V_{dc}^2 + V_{rms}^2 \Rightarrow V_{rms,t} = \sqrt{V_{dc}^2 + V_{rms}^2}$$