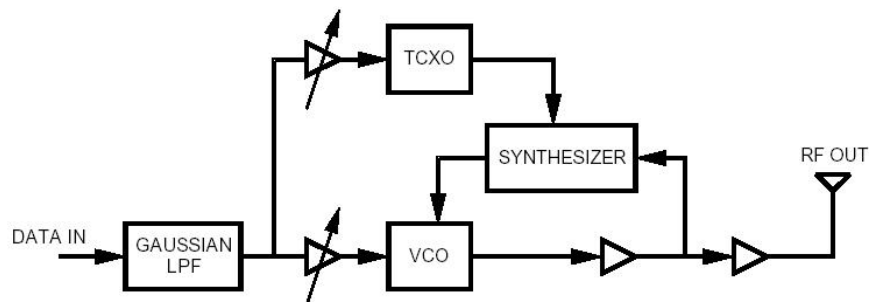
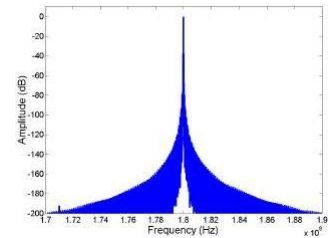
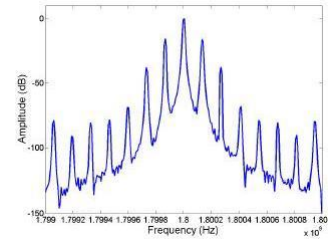
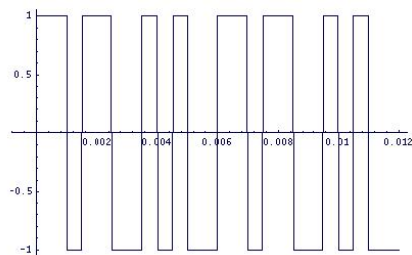


## ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΠΟΜΠΟΥ GMSK.



Φοιτητής : Παπουτσέλης Δήμος  
Εισηγητής : Λιοδάκης Γεώργιος Καθ. Εφαρμογών

ΔΕΚΕΜΒΡΙΟΣ 2004  
ΧΑΝΙΑ ΚΡΗΤΗΣ

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Πρόλογος

---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1.

### *Μελέτη Ψηφιακών Διαμορφώσεων για Κινητές Επικοινωνίες*

---

#### **1.1.1. Εισαγωγή**

1.1.1.1. Bit rate & Symbol rate

#### **1.1.2. Ψηφιακές Μέθοδοι Διαμόρφωσης Δεδομένων στις Κινητές Επικοινωνίες.**

1.1.2.1. Phase Shift Keying (PSK)

1.1.2.2. Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

1.1.2.3. Offset QPSK (OQPSK)

1.1.2.4. Minimum Shift Keying (MSK)

1.1.2.5. Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

#### **1.1.3. Αξιολόγηση Μεθόδων Ψηφιακής Διαμόρφωσης**

1.1.3.1. Constellation Diagram

1.1.3.2. Διάγραμμα Οφθαλμού

---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2.

### *Υλοποίηση GMSK διαμόρφωσης*

---

#### **2.1 Εισαγωγή**

#### **2.2 Μέθοδος απευθείας διαμόρφωσης (FM-VCO)**

#### **2.3 Μέθοδος “Quadrature Modulation”**

#### **2.4 Μέθοδος “Modulated Synthesis”**

---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.

### *Υλοποίηση Κατασκευής Πομπού GMSK*

---

#### **3.1 Εισαγωγή**

#### **3.2 Κατασκευαστικά στοιχεία Gaussian LPF**

#### **3.3 Ανάλυση λειτουργίας του Phase-Locked Loop**

3.3.1 Τύπος ενός PLL

3.3.2 Τάξη ενός PLL

3.3.3 Σταθερές Λαθών

3.3.4 Σταθερότητα

3.3.5 Εύρος ζώνης PLL

- 3.4 Κατασκευαστικά στοιχεία υλοποίησης του PLL**
- 3.5 Κατασκευαστικά στοιχεία του συνθέτη συχνοτήτων.**
- 3.6 Κατασκευαστικά στοιχεία Prescaler.**
- 3.7 Κατασκευαστικά στοιχεία Loop Filter.**
- 3.8 Κατασκευαστικά στοιχεία του VCO.**

---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.

### *Πειραματική Μελέτη Κατασκευής Μετρήσεις και Αποτελέσματα*

---

- 4.1 Παρουσίαση κατασκευής GMSK πομπού.**
  - 4.2 Πειραματικές μετρήσεις και αποτελέσματα.**
- Παράρτημα**  
**Βιβλιογραφία**

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Μέσα σε ένα περιβάλλον ολοένα αυξανομένων απαιτήσεων , που ξεκινάει από τις εξελίξεις στην αγορά εργασίας ο σκοπός που έχουν να επιτελέσουν τα Τριτοβάθμια Εκπαιδευτικά Ιδρύματα είναι σημαντικότερος από κάθε άλλη φορά.. Και δεν έχει τόσο να κάνει με θεωρητικές γνώσεις και εφόδια που ούτως η άλλως είναι απαραίτητα, αλλά με την σύνδεση των παραγομένων στα ιδρύματα γνώσεων με νέες τεχνολογίες που θεωρούνται και εφαρμόζονται σαν “state of the art” λύσεις . Το στοίχημα είναι ακόμα μεγαλύτερο όταν αφορά Τεχνολογικά Εκπαιδευτικά Ιδρύματα όπου τίποτα δεν είναι αυτονόητο.

Μέσα σ’ αυτό το πλαίσιο κινήθηκε και η ιδέα για την υλοποίηση της συγκεκριμένης πτυχιακής εργασίας . Το αντικείμενο που πραγματεύεται , είναι η υλοποίηση ενός πομπού GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), πρόκειται για την κωδικοποίηση και την RF βαθμίδα του γνωστού σε όλους συστήματος GSM . Αν και το σύστημα GSM έχει μπει πλέον καθημερινά στη ζωή μας , αντίθετα από ότι θα περίμενε κανείς είναι πάρα πολύ δύσκολο να βρεθούν στοιχεία κατατοπιστικά που έχουν να κάνουν με την λειτουργία του και τις βαθμίδες που χρησιμοποιεί. Δεδομένων λοιπόν των δυσκολιών ως προς την εύρεση πληροφοριών , άλλα και ακόμα περισσότερο ως προς την προμήθεια απαραίτητων εξαρτημάτων , το μόνο που μπορούσαμε να κάνουμε για να αποφύγουμε τις προσομοιώσεις , που δεν παύουν να είναι προσομοιώσεις , ήταν να προβούμε σε μία σχεδίαση ολοκλήρου του συστήματος από την αρχή.

Και είναι το σημείο εκείνο που πιστεύω ότι ξεχωρίζει αυτή η συγκεκριμένη εργασία , εφόσον έχει σαν αντικείμενο την σχεδίαση ηλεκτρονικών βαθμίδων ( Electronics Engineering), ευελπιστώντας να ανοίξει ο δρόμος και για άλλες εργασίες.

Κλείνοντας θα ήθελα να ευχαριστήσω καταρχήν τον εισηγητή του θέματος της παρούσας εργασίας τον κ.Λιοδάκη Γεώργιο Καθηγητή Εφαρμογών για την άψογη συνεργασία που είχαμε , αλλά και τους καθηγητές κ. Χατζάκη Ιωάννη Καθηγητή Εφαρμογών και κ. Πατεράκη Δημήτριο ΕΤΠ Τομέα Τηλεπικοινωνιών για την αμέριστη συμπαράσταση και βοήθεια την οποία μου έδειξαν.

Με τιμή  
Παπουτσέλης Δήμος

## **“Implementation and Study of a GMSK Transmitter”**

### Abstract

Various modulation methods have been studied, proposed and are in use in today's wireless communication systems.

Furthermore,

It's a challenge for engineers to find IC solutions and implement hardware architectures for such modulators.

A modulation method that has received considerable attention is the Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK), which has been chosen as the modulation method for the GSM cellular standard. In the aforementioned framework, the purpose of this thesis was twofold:

At first, to treat with issues related to effective realization of GMSK modulation (FM-VCO and I/Q-implemented GMSK modulators). Secondly, to get performance results for a laboratory prototype of a VCO-FM implemented GMSK modulator at 125MHz.

---

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1:

## Μελέτη Ψηφιακών Διαμορφώσεων για Κινητές Επικοινωνίες

---

### 1.1 Εισαγωγή

Όπως σύντομα αναφέρθηκε στον πρόλογο, η διαμόρφωση GMSK χρησιμοποιείται στο σύστημα GSM που όπως ξέρουμε είναι από τα πιο διαδεδομένα συστήματα ψηφιακών κυψελωτών επικοινωνιών και γνωρίζει συνεχώς αυξανόμενη ανάπτυξη. Ο λόγος που επιλέχθηκε η συγκεκριμένη διαμόρφωση αλλά και διάφοροι άλλοι παράμετροι θα εξετασθούν στις επόμενες σελίδες, καθώς θα δούμε επίσης και ποιες άλλες τεχνικές διαμόρφωσης χρησιμοποιούνται και στα άλλα ψηφιακά συστήματα.

Ξέρουμε ότι η κάθε τεχνική διαμόρφωσης έχει συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, που την καθιστούν καταλληλότερη για χρήση έναντι άλλων, για μία δεδομένη εφαρμογή.

Πιο συγκεκριμένα, τα κυριότερα χαρακτηριστικά που απαιτούμε από μια τεχνική διαμόρφωσης για εφαρμογή σε συστήματα κινητών επικοινωνιών, είναι καταρχήν:

- α) Να είναι Spectral Efficient, δηλαδή να έχουν ένα συμπαγές φάσμα ισχύος, έτσι ώστε να γίνεται εξοικονόμηση του υπάρχοντος φάσματος και να χρησιμοποιούνται εκπομπές μικρότερων σταθμών ισχύος από κινητούς σταθμούς (ΚΣ) και σταθμούς βάσης (ΣΒ).
- β) Να είναι κατάλληλες για “κυψελωτό περιβάλλον”, και να είναι ανθεκτικές σε φαινόμενα παρεμβολών (ενδοκαναλικών παρεμβολών κτλ) και σε φαινόμενα όπως του multipath fading που εμφανίζεται κατά κόρον στα κυψελωτά συστήματα..
- γ) Να συνεισφέρουν στην αποδοτική αξιοποίηση της dc ισχύος των κινητών σταθμών. Καθώς επίσης και να αποφεύγεται η εμφάνιση μη γραμμικών φαινομένων, κάτι που οδηγεί στην χρησιμοποίηση μεθόδων διαμόρφωσης με constant envelope (σταθερό περίγραμμα).

Τα συστήματα κινητών επικοινωνιών χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες όσον αφορά το είδος της διαμόρφωσης που χρησιμοποιούν :

1. Στα Αναλογικά Συστήματα (1<sup>η</sup> γενιά συστημάτων κινητών επικοινωνιών)
2. Στα Ψηφιακά Συστήματα (2<sup>η</sup> και 3<sup>η</sup> γενιά συστημάτων κινητών επικοινωνιών)

- Στον **Πίνακα 1.1** βλέπουμε τις κυριότερες τεχνικές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται ανά τον κόσμο στις κινητές επικοινωνίες καθώς και τα ακρωνύμια τους.

MODULATION TECHNIQUE	COMMON ACRONYM
Frequency Shift Keying	FSK
Multi-Level Frequency Shift Keying	MFSK
Continuous Phase Shift Keying	CPFSK
Minimum Shift Keying	MSK
Gaussian Minimum Shift Keying	GMSK
Tamed Frequency Modulation	TFM
Phase Shift Keying	PSK
Quadrature Phase Shift Keying	QPSK
Differential Quadrature Phase Shift Keying	DQPSK
Pi/4 Differential Quadrature Phase Shift Keying	Pi/4 DQPSK
Quadrature Amplitude Modulation	QAM

**Πίνακας 1.1**

- Στον **Πίνακα 1.2** βλέπουμε το είδος της διαμόρφωσης που χρησιμοποιεί το κάθε σύστημα κινητών επικοινωνιών , καθώς και τον διαχωρισμό αυτών σε Αναλογικά Κυψελωτά ,Ψηφιακά Κυψελωτά , και Ασύρματη τηλεφωνία.

Συστήματα	Φωνή	Δεδομένα
<b>Αναλογικά Κυψελωτά</b>		
AMPS(USA).TACS(U.K.)	FM	FSK
NTT (JAPAN)	FM	FSK
MATS-E (GERMANY)	PM	FFSK
NORDIC 450/900	PM	FSK
C-450 (GERMANY)	PM	FSK
<b>Ψηφιακά Κυψελωτά</b>		
GSM	GMSK	GMSK
NADC	$\pi/4$ -DQPSK	$\pi/4$ -DQPSK
JDC	$\pi/4$ -DQPSK	$\pi/4$ -DQPSK
<b>Ασύρματη Τηλεφωνία</b>		
CT1	FM	
CT2	MSK	MSK
CT3- DECT	GFSK	GFSK
PCN (USA)	QPSK	QPSK
PCN (JAPAN)	$\pi/4$ -DQPSK	$\pi/4$ -DQPSK

**Πίνακας 1.2**

### 1.1.1 Bit rate & Symbol rate

Υπάρχουν δύο βασικά μεγέθη που χρησιμοποιούμε για να μετρήσουμε τα χαρακτηριστικά μιας τεχνικής διαμόρφωσης αλλά και για να συγκρίνουμε διαφορετικές τεχνικές μεταξύ τους. Το ένα από αυτά είναι το γνωστό σε όλους μας bit rate δηλαδή ο ρυθμός μετάδοσης bit στην μονάδα του χρόνου και μετριέται σε bit/sec , και το άλλο είναι το symbol rate δηλαδή ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων στη μονάδα του χρόνου. Πολλές φορές υπάρχει μια σύγχυση μεταξύ αυτών των δύο μεγεθών και μια ταύτιση επίσης ενώ δεν είναι σωστό. Τα δύο αυτά μεγέθη ισούνται μόνο στην περίπτωση όπου έχουμε την κωδικοποίηση ενός συμβόλου με ένα bit δεδομένων, στις ανάλογες τεχνικές δηλαδή που γίνεται αυτό.

Όσο αναφορά τώρα το εύρος ζώνης που χρειάζεται μια διαμόρφωση από το κανάλι επικοινωνίας εξαρτάται καθαρά από το symbol rate και όχι από το bit rate. Η σχέση που συνδέει αυτά τα δύο μεγέθη είναι :

$$\text{Symbol Rate} = \text{Bit Rate} / \text{αριθμός των bit που μεταδίδονται ανά σύμβολο}$$

Αν τώρα κάθε σύμβολο κωδικοποιηθεί με περισσότερα από ένα bit θα έχουμε μία πληροφορία πιο συμπαγή , στην ουσία θα έχουμε δηλαδή την μετάδοση του ίδιου ποσού πληροφορίας αλλά σε λιγότερο φάσμα από ότι πριν. Έτσι βλέπουμε ότι με μεθόδους πιο σύνθετες μπορούμε να επιτύχουμε εξοικονόμηση του απαιτούμενου φάσματος από ένα κανάλι.

## 1.2 Ψηφιακές Μέθοδοι Διαμόρφωσης Δεδομένων στις Κινητές Επικοινωνίες.

Όπως ξέρουμε τα ψηφιακά δεδομένα εξαιτίας των απότομων εναλλαγών μεταξύ '1' και '0' είναι πλούσια σε αρμονικές συνιστώσες του βασικού σήματος, κάτι το οποίο δεν τα κάνει και τα καταλληλότερα για ασύρματη μετάδοση. Αν παραδείγματος χάριν αναλύσουμε κατά Fourier μια ακολουθία από ψηφιακά δεδομένα, οι συνιστώσες αυτών θα εκτείνονται ως το άπειρο. Τις οποίες αν τις αθροίσουμε, θα πάρουμε το αρχικό σήμα με όλα τα χαρακτηριστικά του. Έτσι όλα τα παραπάνω καθιστούν αδύνατη πχ την διαμόρφωση μιας φέρουσας κατευθείαν με μία ακολουθία από κώδικα NRZ γιατί το παραγόμενο φάσμα θα ήταν απαγορευτικό.

Για να αποφευχθούν όλα τα παραπάνω μία αρκετά αποτελεσματική διαδικασία που ακολουθείται είναι η εφαρμογή των προς μετάδοση δεδομένων σε ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (LPF) προδιαμόρφωσης, όπως λέγεται (premodulation filter). Το φίλτρο αυτό κάνει μια εξομάλυνση των απότομων εναλλαγών του σήματος που πρόκειται να μεταδοθεί μειώνοντας έτσι τις παραγόμενες αρμονικές, και κατά συνέπεια το εύρος του φάσματος.

Εκτός όμως από συμπαγές φάσμα, μία ασύρματη τεχνική διαμόρφωσης πρέπει να έχει καλό BER (Bit Error Rate) υπό την παρουσία θορύβου και παρεμβολών, καθώς επίσης και να μην επηρεάζεται από τυχόν μη γραμμικότητες των ενισχυτών ισχύος, ώστε να μπορούν αυτοί να λειτουργούν σε τάξη C για καλύτερη απόδοση και μεγαλύτερη εξοικονόμηση ενέργειας.

Όπως φαίνεται από τον **Πίνακα 1.2** η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται στο σύστημα GSM τόσο για φωνή όσο και για δεδομένα είναι η διαμόρφωση GMSK, ή αναλυτικότερα Gaussian Minimum Shift Keying. Όπως προδίδει και το όνομα της, είναι μια παραλλαγή της γνωστής μας MSK (Minimum Shift Keying). Στην συνέχεια του κεφαλαίου θα εξετάσουμε την διαμόρφωση GMSK καθώς και πως αυτή παράγεται από απλούστερα σχήματα διαμόρφωσης. Για να γίνει όμως πλήρως κατανοητή η συγκεκριμένη διαμόρφωση καθώς και η ανάγκη χρησιμοποίησής της, θα αναφερθούμε και σε άλλες τεχνικές ψηφιακών διαμορφώσεων.

### 1.2.1 Phase Shift Keying (PSK)

Μία ψηφιακή τεχνική διαμόρφωσης, όπου η πληροφορία κωδικοποιείται στην εναλλαγή των φάσεων της φέρουσας συχνότητας, είναι η διαμόρφωση PSK. Στην απλή περίπτωση της PSK όπου η πληροφορία μας αποτελείται από δύο bit πληροφορίας (BPSK) έχουμε:

$$\{d_k\}, d_k = 0, 1, 2, \dots$$

$$S_0(t) = A \cos(\omega t) \quad \text{αναπαριστά το "0"}$$

$$S_1(t) = A \cos(\omega t + \pi) \quad \text{αναπαριστά το "1"}$$

Έτσι γίνεται άμεσα αντιληπτό ότι σε κάθε εναλλαγή της φάσης της φέρουσας κατά  $\pi$  έχουμε bit πληροφορίας 1.

Για M-ary PSK, χρειάζεται να υπάρχουν M διαφορετικές φάσεις, και κάθε n bit (όπου  $M = 2^n$ ) της δυαδικής ακολουθίας κωδικοποιούνται σαν ένα σήμα το οποίο και μεταδίδεται σαν  $A \sin(\omega t + \theta_j)$   $j=1, \dots, M$

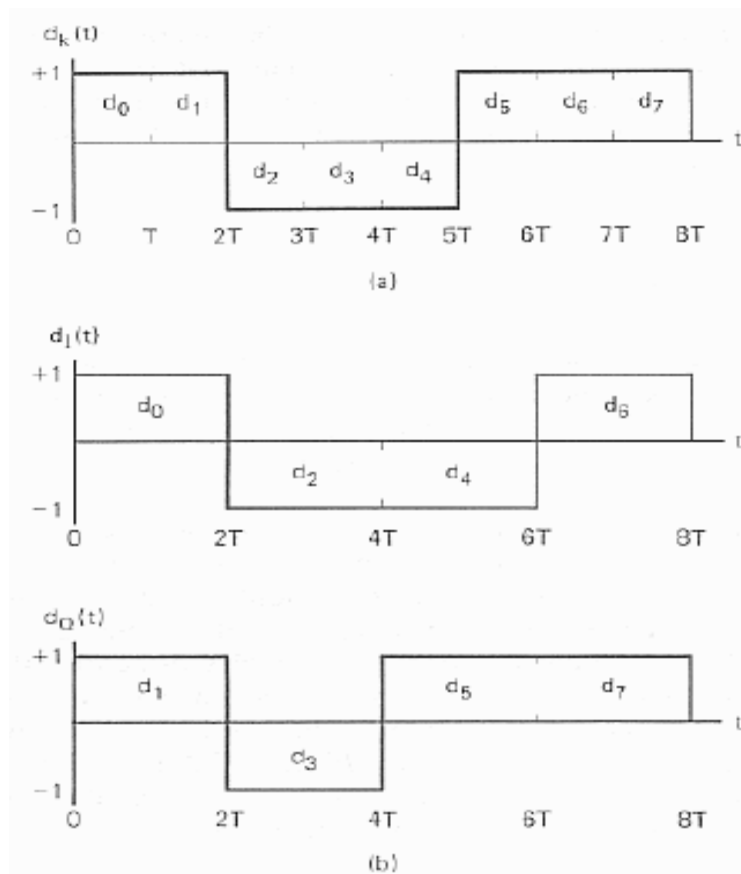


## 1.2.2 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

Εάν ορίσουμε τέσσερα σήματα, το καθένα με διαφορά φάσης  $90^\circ$  από το άλλο, τότε θα έχουμε QPSK. Η ακολουθία των δεδομένων εισόδου  $\{d_k\}$ ,  $d_k=0,1,2,\dots$  φτάνει στην είσοδο του διαμορφωτή με ρυθμό  $1/T$  bits/sec και διαχωρίζεται σε δύο ακολουθίες δεδομένων  $d_i(t)$  και  $d_q(t)$  περιέχοντας περιττά και άρτια bit δεδομένων αντίστοιχα.

$$d_i(t) = d_0, d_2, d_4$$

$$d_q(t) = d_1, d_3, d_5$$



Σχήμα 1.1

Παραπάνω στο **Σχήμα 1.1** έχουμε την αναπαράσταση μιας ορθογωνικής κυματομορφής QPSK, η  $S(t)$  παράγεται από την διαμόρφωση κατά πλάτος των συμμασικών και των καθυστερημένων κατά  $90^\circ$  δεδομένων με τις ημιτονικές και τις συνημιτονικές συνιστώσες ενός φέροντος σήματος όπως φαίνεται παρακάτω:

$$s(t) = 1/2 d_i(t) \cos(2\pi ft + \pi/4) + 1/2 d_q(t) \sin(2\pi ft + \pi/4)$$

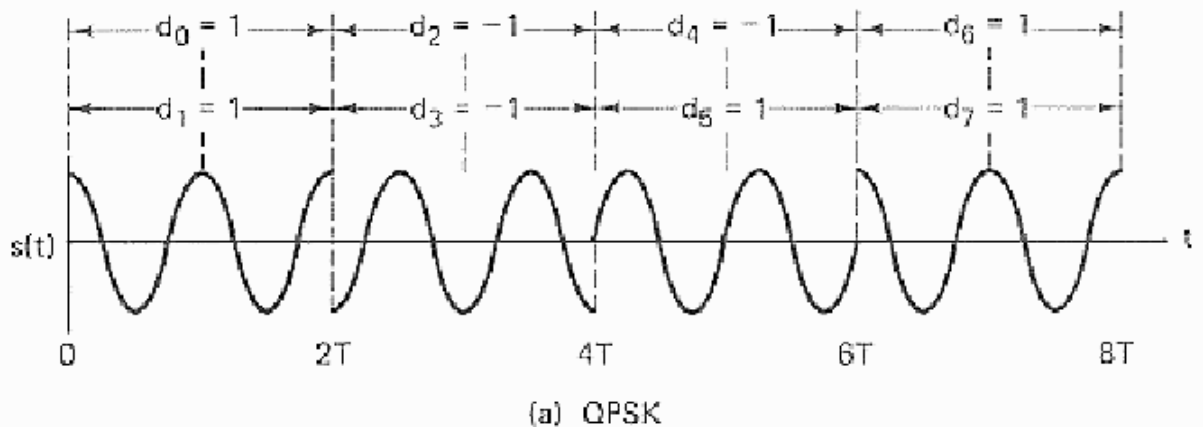
Χρησιμοποιώντας τώρα μερικές τριγωνομετρικές ταυτότητες αυτό μπορεί να γραφτεί σαν:

$$s(t) = A \cos [2\pi ft + \pi/4 + \theta(t)].$$

Η ακολουθία παλμών  $d_i(t)$  διαμορφώνει το συνημίτονο με το πλάτος  $\pm 1$ . Αυτό ισοδυναμεί με μεταβολή της φάσης του συνημίτονου κατά  $0$  ή  $\pi$ . Συνεπώς έτσι παράγεται μια κυματομορφή BPSK. Παρομοίως η ακολουθία δεδομένων  $d_q(t)$  διαμορφώνει το ημίτονο, παράγοντας έτσι μια κυματομορφή BPSK ορθογωνική προς το συνημίτονο. Το άθροισμα αυτών των δύο κυματομορφών είναι το σήμα QPSK.

Οι τιμές  $\theta(t) = 0, -(\pi/2), \pi/2, \pi$  αναπαριστούν τους τέσσερις πιθανούς συνδυασμούς των  $a_i(t)$  και  $a_o(t)$ . Κάθε μια από τις 4 πιθανές φάσεις του φέροντος αναπαριστά δύο bit δεδομένων. Γι' αυτό και λέμε, ότι έχουμε δύο bit ανά σύμβολο (2bits/symbol). Εφόσον το symbol rate για το QPSK είναι το μισό του bit rate, μπορεί να μεταδοθεί η διπλάσια ποσότητα δεδομένων σε μιας δεδομένης χωρητικότητας κανάλι, από ότι στο BPSK. Αυτό είναι δυνατό επειδή τα δύο σήματα I και Q είναι ορθογωνικά μεταξύ τους και μπορούν να μεταδοθούν χωρίς να επηρεάζει το ένα το άλλο.

Στο QPSK η φάση του φέροντος μπορεί να αλλάζει μόνο κάθε  $2T$  secs. Εάν στο διάστημα από  $T$  έως  $2T$ , δεν αλλάζει πρόσημο η ακολουθία δεδομένων τότε και η φάση του φέροντος παραμένει σταθερή. Εάν ένας από τους παράγοντες  $a_i(t)$  ή  $a_o(t)$  αλλάξει πρόσημο τότε εμφανίζεται μια αλλαγή στην φάση του φέροντος κατά  $\pi/2$ . Εάν όμως αλλάξουν πρόσημο και οι δύο παράγοντες τότε εμφανίζεται μια αλλαγή φάσης κατά  $\pi$ .

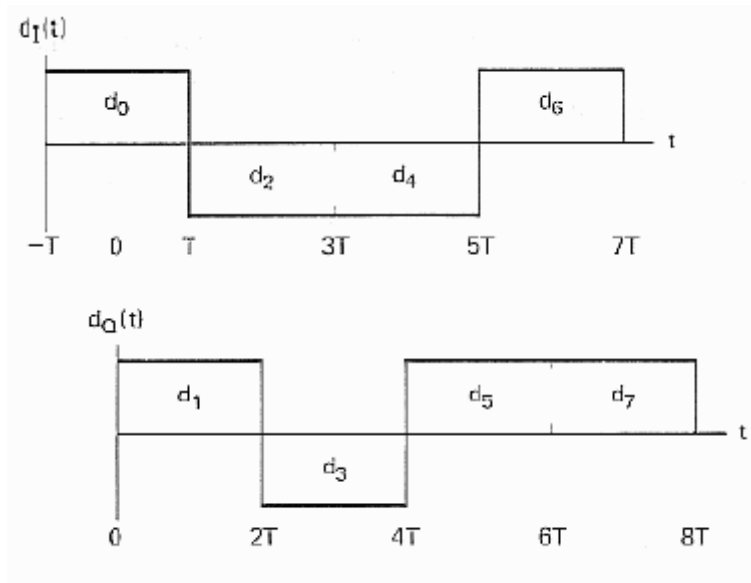


**Σχήμα 1.2**

Εάν ένα διαμορφωμένο κατά QPSK σήμα φιλτραριστεί έτσι ώστε να μειωθούν οι δευτερεύοντες φασματικοί λοβοί, τότε η προκύπτουσα κυματομορφή δεν θα έχει πλέον σταθερό περίγραμμα, και στην πραγματικότητα η τυχαίες αλλαγές στην φάση κατά  $180^\circ$  θα προκαλέσουν στιγμιαίους μηδενισμούς του σήματος.

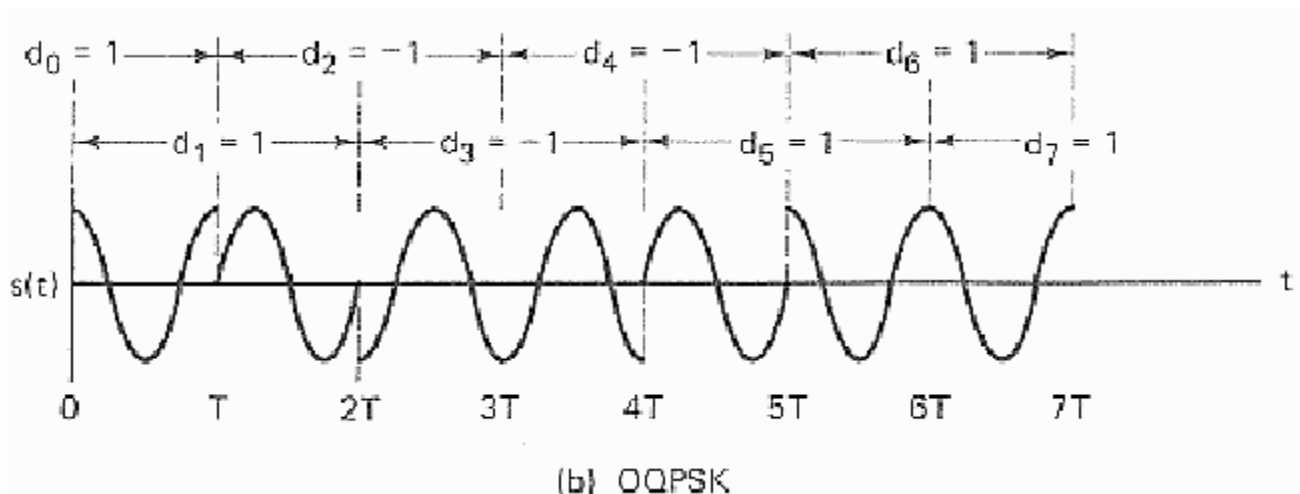
### 1.2.3 Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK)

Εάν οι δύο ακολουθίες δεδομένων I και Q μετατεθούν χρονικά κατά διάστημα  $1/2$ bit, τότε οι διακυμάνσεις θα ελαττωθούν καθώς η φάση δεν θα αλλάζει ποτέ κατά  $180^\circ$ . Αυτή η τεχνική διαμόρφωσης η OQPSK παράγεται από την QPSK καθυστερώντας τα περιττά bits κατά  $1/2$ bit έτσι ώστε να συναντηθούν με τα άρτια bits.



Σχήμα 1.3

Έτσι το διάστημα που γίνονται οι αλλαγές φάσεις είναι από  $0^\circ$  έως  $90^\circ$  και συμβαίνουν 2 φορές συχνότερα από το κανονικό αλλά με την μισή ένταση από ότι στο QPSK. Οι διακυμάνσεις στο πλάτος του σήματος εξακολουθούν να υπάρχουν σε πομπούς και δέκτες αλλά με μικρότερο πλάτος. Το BER για το QPSK και για το OQPSK είναι το ίδιο με το BPSK.



Σχήμα 1.4

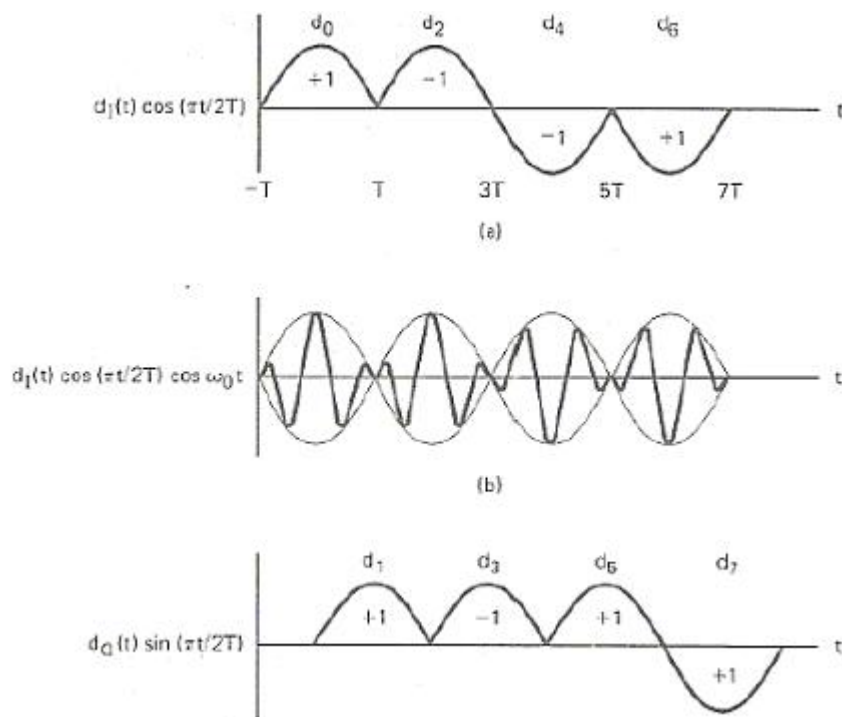
Όταν ένα σήμα OQPSK υποστεί φιλτράρισμα για να μειωθεί το φάσμα του, η προκύπτουσα διασυμβολική παρεμβολή προκαλεί μικρές διακυμάνσεις στη φάση του σήματος κατά  $\pm 90^\circ$ , αλλά εφόσον η φάση του σήματος δεν αλλάζει ποτέ κατά  $180^\circ$  δεν υπάρχει περίπτωση να μειωθεί ποτέ το πλάτος κοντά στο μηδέν όπως συμβαίνει στο QPSK.

## 1.2.4 Minimum Shift Keying (MSK)

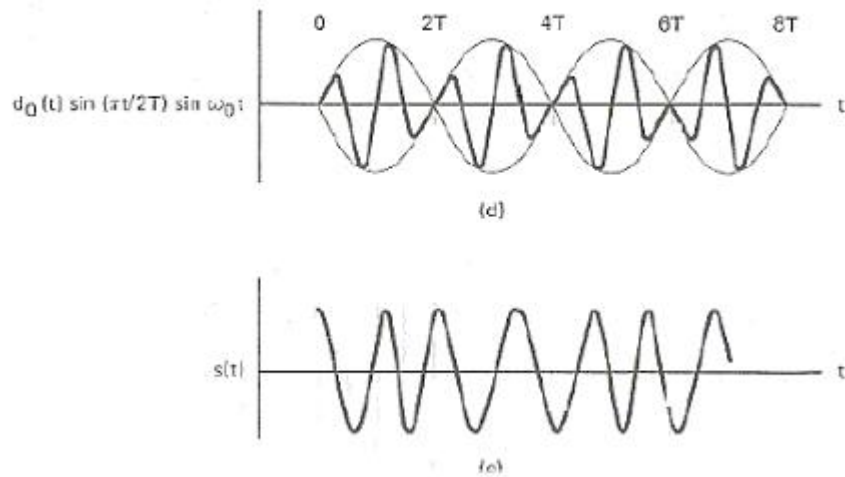
Προηγουμένως είδαμε ότι η διαμόρφωση OQPSK παράγεται από την διαμόρφωση QPSK καθυστερώντας την ακολουθία δεδομένων Q κατά 1 bit ή T sec. Η καθυστέρηση αυτή δεν έχει καμία απολύτως επίπτωση στα λάθη ή στο εύρος ζώνης. Η διαμόρφωση MSK (Minimum Shift Keying) παράγεται από την διαμόρφωση OQPSK αντικαθιστώντας τον τετραγωνικό παλμό με ημιτονικό παλμό μισού κύκλου.

Έτσι ένα MSK σήμα καθορίζεται σαν :

$$S(t) = d_1(t) \cos(\pi t/2T) \cos 2\pi f t + d_2(t) \sin(\pi t/2T) \sin 2\pi f t$$



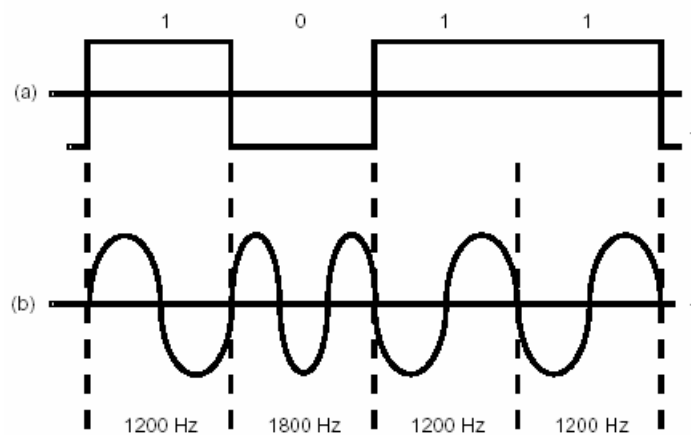
Σχήμα 1.5



Σχήμα 1.6

Στο Σχήμα 1.5 και στο Σχήμα 1.6, βλέπουμε τα βήματα για την παραγωγή σήματος MSK. Καθώς και το σήμα αυτό καθ'αυτό που προκύπτει σαν  $S(t)$ .

Επίσης στο παρακάτω Σχήμα 1.7 βλέπουμε ένα δείγμα από κώδικα NRZ και ένα κωδικοποιημένο κατά MSK σήμα με αυτόν τον κώδικα.



Σχήμα 1.7

Οι αλλαγές φάσης στην διαμόρφωση MSK είναι γραμμικές και περιορίζονται σε  $\pm(\pi/2)$  πάνω σε διάστημα ενός bit  $T$ . Αυτό καθιστά την διαμόρφωση MSK ικανή να δώσει μια αρκετά καλή βελτίωση στην QPSK. Εξαιτίας του γεγονότος ότι η φάση αλλάζει κάθε φορά γραμμικά, η φασματική πυκνότητα ισχύος είναι αρκετά συγκεντρωμένη και έχει μικρούς δευτερεύοντες λοβούς κάτι το οποίο βοηθάει πάρα πολύ στην μείωση της διακαναλικής παρεμβολής.

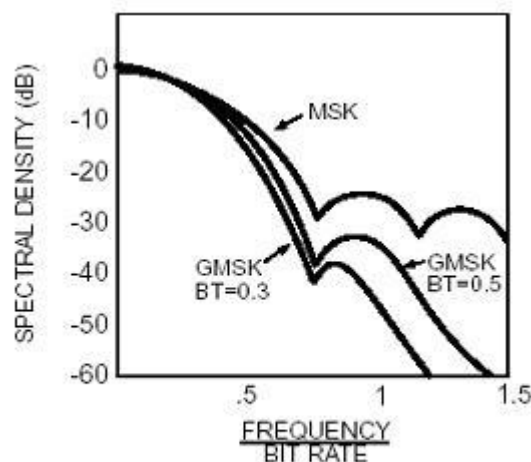
## 1.2.5 Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

Το βασικό πρόβλημα με την διαμόρφωση MSK είναι ότι η ισχύς του παραγόμενου φάσματος δεν είναι αρκετά συγκεντρωμένη γύρω από την κεντρική συχνότητα. Δηλαδή και οι πλάγιοι δευτερεύοντες λοβοί έχουν και αυτοί κάποια ισχύ, κάτι το οποίο δεν αποτελεί και την ιδανικότερη κατάσταση ώστε να έχουμε ικανοποιητική κάλυψη του διαθέσιμου φάσματος.

Όπως λοιπόν στην διαμόρφωση MSK αντικαταστήσαμε τον τετραγωνικό παλμό με ένα ημιτονικό παλμό, έτσι και εδώ μπορούμε να διαμορφώσουμε τα χαρακτηριστικά του παλμού έτσι ώστε να έχουμε μεταβολή της φασματικής πυκνότητας ισχύος προς την επιθυμητή κατάσταση. Αυτό γίνεται όπως έχουμε αναφέρει προωτέρω, με την εφαρμογή της ακολουθίας δεδομένων σε ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με ανάλογα χαρακτηριστικά, δηλαδή συγκεκριμένη συνάρτηση μεταφοράς και συγκεκριμένη απόκριση σε μία δεδομένη ακολουθία παλμών. Εάν λοιπόν η κρουστική απόκριση του φίλτρου έχει Gaussian μορφή, τότε το φίλτρο ονομάζεται Gaussian Low Pass Filter.

Ένα τέτοιο φίλτρο παράγει σήμα με χαμηλούς πλευρικούς λοβούς και πιο στενό κύριο λοβό από ότι θα γινόταν με απλούς τετραγωνικούς παλμούς. Έτσι η διαμόρφωση όπου τα δεδομένα περνάνε πρώτα από ένα Gaussian φίλτρο προδιαμόρφωσης ονομάζεται Gaussian Minimum Shift Keying.

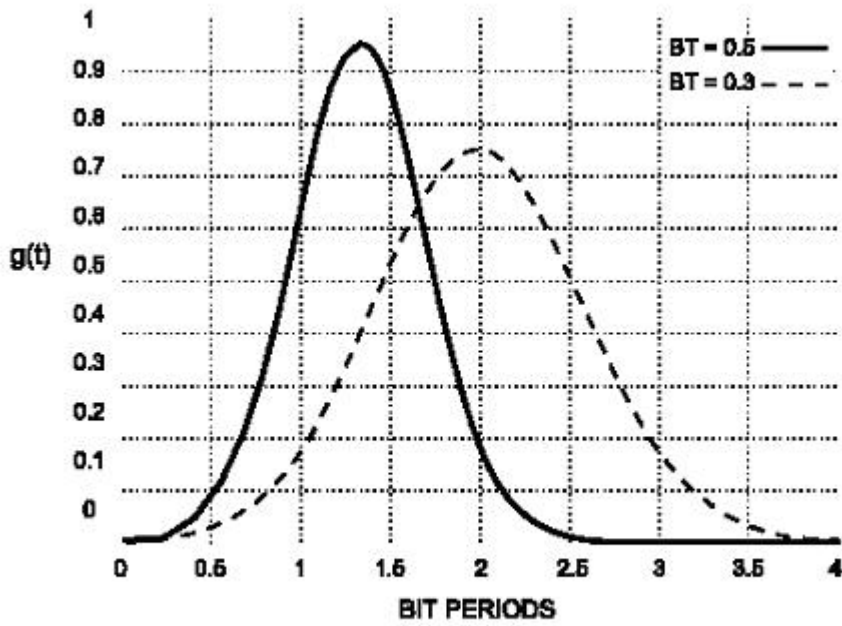
- Μια σύγκριση της φασματικής πυκνότητας ισχύος μεταξύ MSK και GMSK διαμορφώσεων φαίνεται στο **Σχήμα 1.8**.



**Σχήμα 1.8**

Η σχέση τώρα μεταξύ του εύρους ζώνης του φίλτρου προδιαμόρφωσης  $B$ , και του χρονικού διαστήματος  $T$  του bit καθορίζει το εύρος ζώνης ολόκληρου του συστήματος. Στα συστήματα GSM συνήθως χρησιμοποιείται  $BT=0.3$  ή  $BT=0.5$ .

- Στο παρακάτω σχήμα (Βλέπε Σχήμα 1.9) βλέπουμε μια σύγκριση μεταξύ των δύο αυτών κρουστικών αποκρίσεων για το φίλτρο προδιαμόρφωσης.



Σχήμα 1.9

Από τον παράγοντα BT και από το εύρος ζώνης του χρησιμοποιούμενου φίλτρου μπορούμε να υπολογίσουμε το bit rate που θα έχουμε στην διάθεση μας:

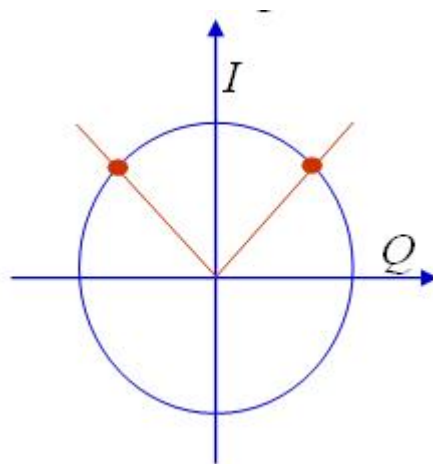
$$BT = \frac{f_{cutoff}}{BitRate}$$

Για παράδειγμα ,  
αν BT=0.3 και συχνότητα αποκοπής φίλτρου 2880 Hz μπορούμε να πάρουμε Bit Rate της τάξης των 9.6 kbps.

## 1.3 Αξιολόγηση Μεθόδων Ψηφιακής Διαμόρφωσης

### 1.3.1 Constellation Diagram

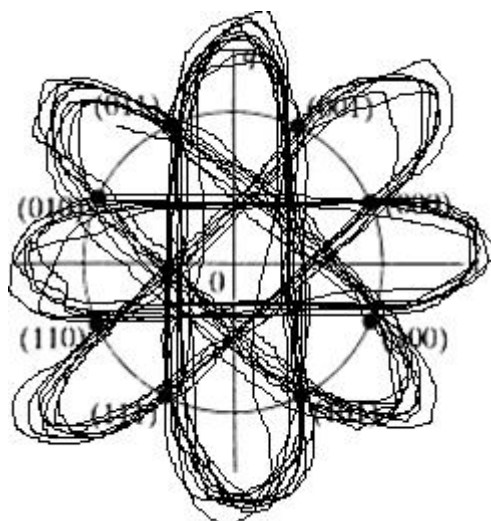
Όπως ξέρουμε υπάρχουν διάφοροι τρόποι να αναπαραστήσουμε τα ψηφιακά διαμορφωμένα σήματα και κατόπιν να γίνει η αξιολόγηση τους. Ένας από αυτούς τους τρόπους είναι το πολικό διάγραμμα συντεταγμένων. Όπου στον άξονα των  $x$  έχουμε το ημίτονο του σήματος, και στον άξονα του  $y$  το συνημίτονο του ίδιου σήματος, ή αλλιώς  $I$  και  $Q$  συντεταγμένες όπως λέγονται διεθνώς. Παρακάτω φαίνεται αυτή η αναπαράσταση των δεδομένων.



Διάγραμμα πολικών συντεταγμένων.

**Σχήμα 1.1**

Αν τώρα εξετάσουμε το πολικό διάγραμμα για ένα σήμα QAM με  $M=8$ , αυτό θα έχει την παρακάτω μορφή :

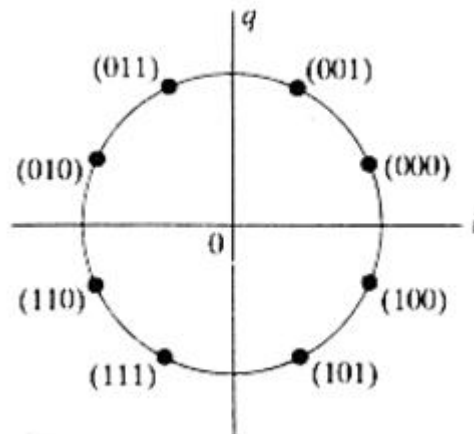


Πολικό διάγραμμα για QAM με  $M=8$ .

**Σχήμα 1.11**



Από το παραπάνω διάγραμμα αν κρατήσουμε μόνο τα σημεία που υπάρχει διασταύρωση φάσεων τότε προκύπτει το Constellation Diagram για το συγκεκριμένο σήμα και φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :



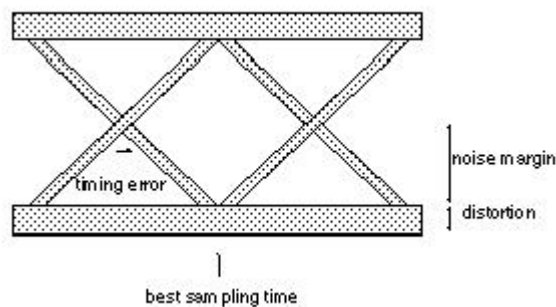
Constellation Diagram για QAM με  $M=8$ .

**Σχήμα 1.12**

Το πολικό διάγραμμα δείχνει αρκετά σύμβολα σε μία χρονική στιγμή. Μας δείχνει στην ουσία, τις στιγμιαίες τιμές της φέρουσας συχνότητας σε κάθε σημείο μεταξύ του χρόνου που μεσολαβεί από το ένα σύμβολο στο άλλο.

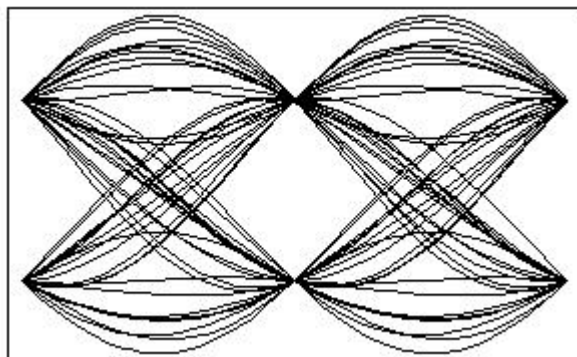
### 1.3.2 Διάγραμμα Οφθαλμού.

Ένας άλλος τρόπος για να εξετάσουμε ένα ψηφιακά διαμορφωμένο σήμα είναι το διάγραμμα οφθαλμού. Το διάγραμμα οφθαλμού είναι η τοποθέτηση διάφορων διαδοχικών χρονικών σημείων του ίδιου σήματος το ένα πάνω στο άλλο, χρησιμοποιώντας κατάλληλο χρονισμό. Έτσι επιτυγχάνουμε μια καλύτερη οπτική παρατήρηση του σήματος και την εξαγωγή καλύτερων συμπερασμάτων. Ένα τυπικό διάγραμμα οφθαλμού φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



**Σχήμα 1.13**

Όσο μεγαλύτερο είναι το άνοιγμα στο διάγραμμα οφθαλμού τόσο καλύτερη είναι η ποιότητα του σήματος μας και τόσο χαμηλότερη η στάθμη του θορύβου. Το διάγραμμα οφθαλμού ενός πραγματικού τηλεπικοινωνιακού σήματος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :



**Σχήμα 1.14**

---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2.

### Υλοποίηση GMSK διαμόρφωσης

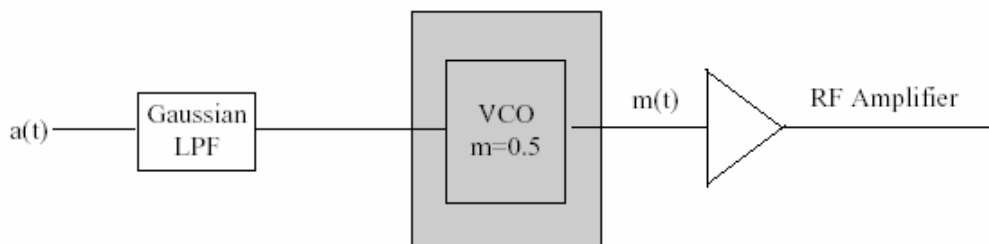
---

#### 2.1 Εισαγωγή.

Για να δημιουργήσουμε GMSK σήματα υπάρχουν διάφοροι τρόποι. Αυτοί όμως που χρησιμοποιούνται ευρύτερα στις εμπορικές εφαρμογές τηλεπικοινωνιών είναι δύο. Η πρώτη τεχνική ονομάζεται “Μέθοδος Απευθείας Διαμόρφωσης” (Direct Modulation Method) ή αλλιώς FM-VCO μέθοδος, και η δεύτερη “Quadrature Modulation”. Αυτές τις δύο τεχνικές καθώς και ακόμα μία επιπλέον, θα εξετάσουμε στην συνέχεια του κεφαλαίου. Αφού πρώτα δούμε τα βασικά μπλοκ διαγράμματα της κάθε τεχνικής θα προχωρήσουμε σε μία σύντομη μαθηματική ανάλυση ως προς τα παραγόμενα σήματα και πως στο τέλος προκύπτει GMSK σήμα.

#### 2.2 Μέθοδος Απευθείας Διαμόρφωσης (FM-VCO)

Στην τεχνική αυτή, τα προς μετάδοση δεδομένα που είναι σε κώδικα NRZ αφού εφαρμοστούν σε ένα φίλτρο GLPF (Gaussian Low Pass Filter), διαμορφώνουν απευθείας ένα VCO (Voltage Controlled Oscillator). Αυτή η διαδικασία φαίνεται παραστατικότερα στο παρακάτω σχήμα, Σχήμα 2.1



**Σχήμα 2.1**

Η είσοδος  $a(t)$  στο GLPF είναι ένα πληροφοριακό σήμα σε κώδικα δεδομένων NRZ και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \Pi\left(\frac{t-nT}{T}\right)$$

όπου  $a_n = \pm 1, T_b$  είναι το διάστημα ενός bit, και  $\Pi(t/T)$  είναι ένας τετραγωνικός παλμός.

$$\Pi(t/T_b) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{οπουδήποτε αλλού} \end{cases}$$

Η απόκριση στην συχνότητα και στον χρόνο ενός GLPF δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$G(f) = \exp\left[-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}\right]$$

$$g(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left[-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2\right]$$

όπου B είναι το εύρος ζώνης 3-dB του GLPF.

Η έξοδος τώρα του GLPF είναι:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r(t-nT)$$

όπου r(t) έχουμε:

$$r(t) = \Pi(t/T) * g(t) = \int_t^{t+T} g(v) dv = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \int_t^{t+T} \exp\left(-\frac{2\pi^2 B^2 v^2}{\ln 2}\right) dv$$

$$= \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf}\left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B(t)\right] + \operatorname{erf}\left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B(t+T)\right] \right\}$$

και

$$\operatorname{erf}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^t \exp(-v^2) dv$$

Αν και ο παραπάνω τρόπος διαμόρφωσης είναι απλός στην υλοποίηση, εντούτοις δεν είναι κατάλληλος για σύγχρονη αποδιαμόρφωση. Αυτό οφείλεται σε μη γραμμικότητες που παρουσιάζουν τα διάφορα στοιχεία που απαρτίζουν το κύκλωμα. Αυτή η μέθοδος υλοποίησης απαιτεί η απόκλιση συχνότητας του VCO να είναι ακριβώς 0.5 κάτι το οποίο είναι πάρα πολύ δύσκολο καθώς ξέρουμε ότι ο δείκτης διαμόρφωσης ενός VCO μεταβάλλεται ανάλογα με τον χρόνο και την θερμοκρασία.

Η παράσταση που μας δίνει την έξοδο ενός VCO-FM διαμορφωτή είναι:

$$\chi(t) = \cos[2\pi f_c t + \phi(t)]$$

όπου

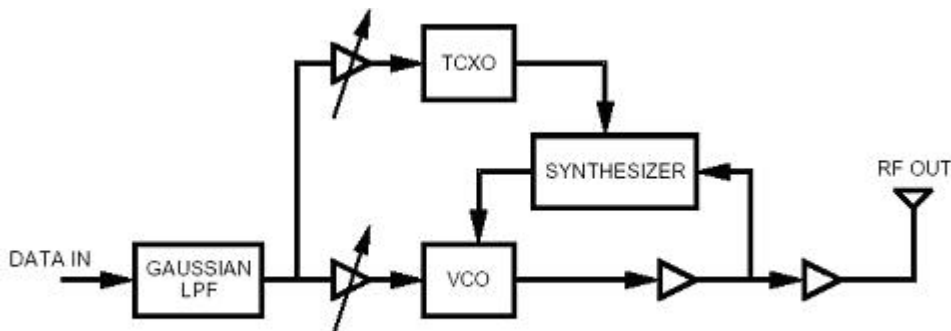
$$\phi(t) = k \int_{-\infty}^t b(v)dv = k \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r(v-nT) dv$$

$k$  είναι μια αναλογική σταθερά που εξαρτάται κατευθείαν από την ευαισθησία του ουσιαστικά VCO-FM διαμορφωτή. Σε μία διαμόρφωση GMSK η σταθερά  $k$  επιλέγεται έτσι ώστε η διασπορά ενός παλμού  $r(t)$  πάνω στην αλλαγή της φάσης  $\phi(t)$  να είναι ακριβώς  $\pi/2$ , όπως φαίνεται παρακάτω:

$$k \int_{-\infty}^{\infty} r(t)dt = \pi / 2$$

Αν και από ότι φάνηκε από τα προηγούμενα η υλοποίηση είναι σχετικά απλή, υπάρχουν αρκετά προβλήματα στην παραπέρα υλοποίηση, καθώς τα χαρακτηριστικά των διαφόρων βαθμίδων διαφέρουν από τα ιδανικά, τα οποία και χρησιμοποιούνται κατά την σχεδίαση. Για την αντιμετώπιση της σταθερότητας του VCO έχει προταθεί η χρήση τεχνικών κλειδώματος φάσης (PLL). Σε μια τέτοια περίπτωση όμως αποτελεί πρόβλημα η απόδοση του synthesizer στον GMSK πομπό. Αυτό συμβαίνει γιατί τα προς μετάδοση δεδομένα έχουν μια φασματική απόκριση που εκτείνεται ως το DC, περιοχές όπου κανένας synthesizer δεν μπορεί να ανταποκριθεί εξαιτίας των υψηλερατών χαρακτηριστικών που έχει.

Υπάρχουν δύο τρόποι να αντιμετωπιστεί αυτό: Ο ένας είναι η **Τετραγωνική Διαμόρφωση GMSK (QGMSK)**, (βλέπε ενότητα 2.3), την οποία θα εξετάσουμε στην συνέχεια, και ο άλλος είναι μία βελτιωμένη υλοποίηση της απευθείας διαμόρφωσης που αναφέρεται ως “Διαμόρφωση Δύο Σημείων” ή **Two Point Modulation**, (βλέπε Σχήμα 2.2).

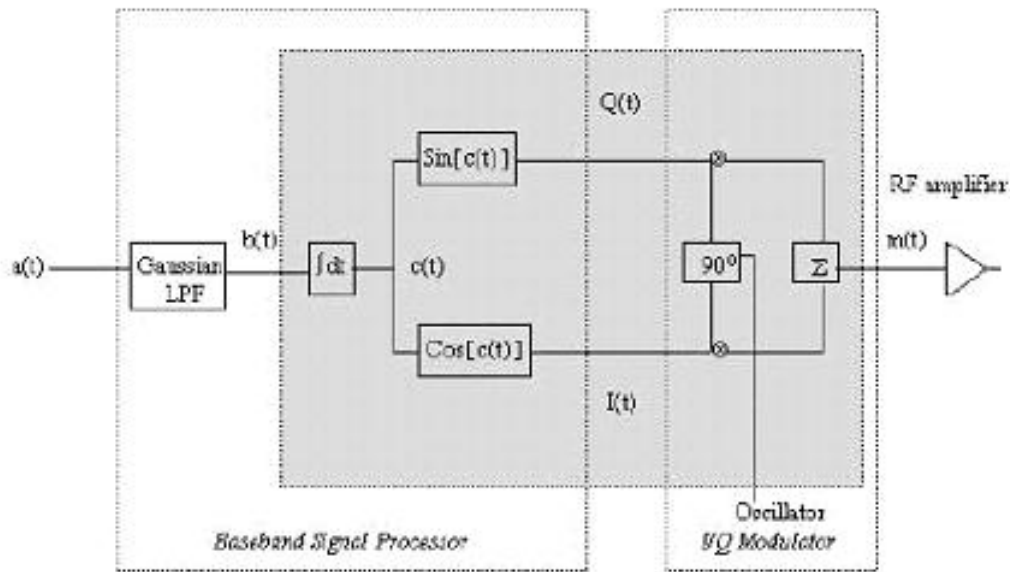


Σχήμα 2.2

## 2.3 Μέθοδος Quadrature GMSK Modulation

Η ανάλυση της μεθόδου αυτής βασίστηκε στο [1] της βιβλιογραφίας.

Στην τετραγωνική διαμόρφωση GMSK το εισερχόμενο σήμα διαχωρίζεται μετά το φίλτρο, σε δύο ξεχωριστά σήματα. Στο σήμα  $I(t)$  που είναι συμφασικό με το αρχικό σήμα, και στο σήμα  $Q(t)$  που έχει μια διαφορά φάσης  $90^\circ$  σε σχέση με το αρχικό σήμα. Στην ουσία δηλαδή διαχωρίζουμε το εισερχόμενο σήμα σε ημιτονικές και συνημιτονικές συνιστώσες οι οποίες και οδηγούνται σε ένα I-Q διαμορφωτή, όπως παρουσιάζεται στο **Σχήμα 2.3**.



Σχήμα 2.3

Η κρουστική απόκριση του Gaussian χαμηλοπερατού φίλτρου δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left[ Q\left(2\pi B_b \frac{t-T/2}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(2\pi B_b \frac{t+T/2}{\sqrt{\ln 2}}\right) \right]$$

$$m(t) = \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] = \cos(2\pi f_c t) \cos \phi(t) - \sin(2\pi f_c t) \sin \phi(t)$$

$$= \cos(2\pi f_c t) \cos \left[ k \int_{-\infty}^t b(v) dv \right] - \sin(2\pi f_c t) \sin \left[ k \int_{-\infty}^t b(v) dv \right]$$

για  $0 \leq B_b T \leq \infty$

όπου  $Q(t)$ :

$$Q(t) = \int_{-\infty}^t \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-x^2 / 2) dx$$

$B_b$  είναι το εύρος ζώνης του χαμηλοπερατού Gaussian φίλτρου,  $T$  είναι η περίοδος των bit και  $B_N = B_b$  είναι το κανονικοποιημένο εύρος ζώνης.

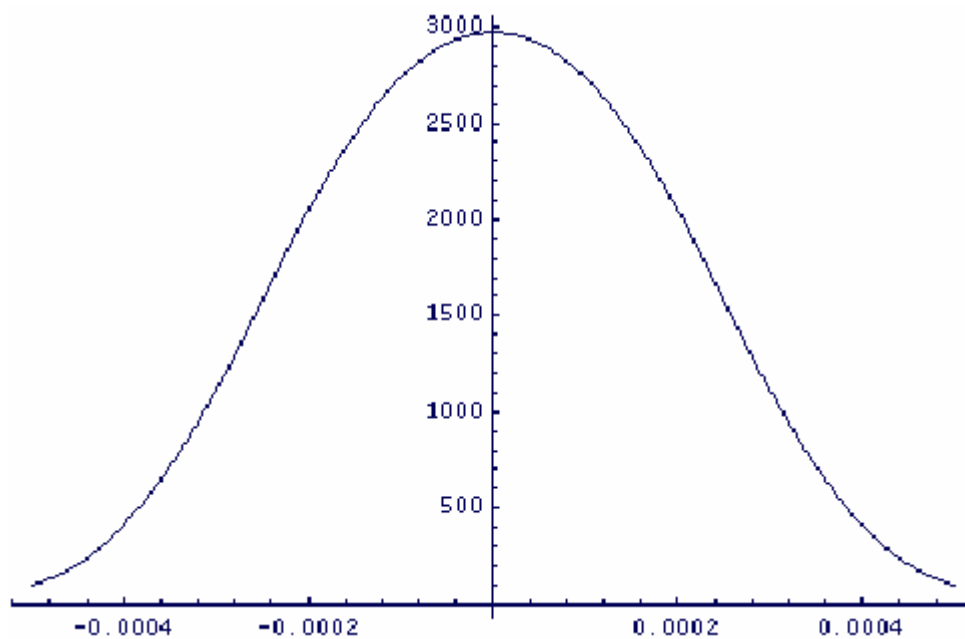
Η έξοδος της παραπάνω βαθμίδας  $m(t)$  θα είναι :

$$m(t) = \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] = \cos(2\pi f_c t) \cos \phi(t) - \sin(2\pi f_c t) \sin \phi(t)$$

$$= \cos(2\pi f_c t) \cos\left[k \int_{-\infty}^t b(v) dv\right] - \sin(2\pi f_c t) \sin\left[k \int_{-\infty}^t b(v) dv\right]$$

Για να δούμε και στην πράξη όλα τα παραπάνω θα υποθέσουμε ένα φίλτρο με εύρος ζώνης  $B_b = 1000$  και ένα bit rate  $T=1/2000$ .

Η κρουστική απόκριση του Gaussian χαμηλοπερατού φίλτρου πρέπει να κανονικοποιηθεί και να βαθμονομηθεί σε σχέση πάντα με την τιμή του παράγοντα  $B_N$ , έτσι ώστε να διασφαλιστεί ότι η κυματομορφή που θα περάσει μέσα από το φίλτρο θα υποστεί μια αλλαγή φάσης μόνο κατά  $\pi/2$ . Για  $B_N$  ίσο με 0.5 η απόκριση του φίλτρου κανονικοποιείται γύρω από το μηδέν σε μία περίοδο 2 bit πχ από  $-T$  έως  $T$ . Η κανονικοποιημένη απόκριση του φίλτρου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, **Σχήμα 2.4**



Η κανονικοποιημένη απόκριση του Gaussian φίλτρου.  
**Σχήμα 2.4**

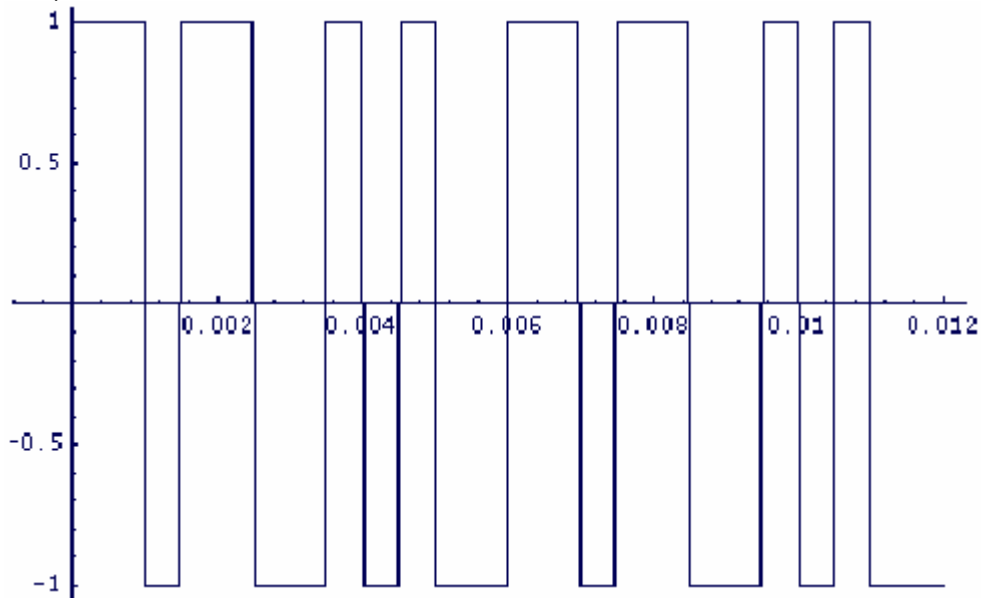
Εφόσον έχει διασφαλιστεί ότι η απόκριση του φίλτρου σε έναν παλμό θα είναι μία αλλαγή της φάσης κατά  $\pi/2$  , μπορούμε να επιλέξουμε την σταθερά  $K$  ώστε να ικανοποιείται η παρακάτω σχέση:

$$\int_{-T}^T Kg(t)dt = \pi / 2$$

Για να παρατηρήσουμε την όλη διαδικασία διαμόρφωσης , θα χρησιμοποιήσουμε μια τυχαία κυματομορφή από δεδομένα η οποία επαναλαμβάνεται μετά από 12 bit,θα έχουμε δηλαδή μια ακολουθία της μορφής :

{1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,-1, 1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,-1,.....}.

(Βλέπε Σχήμα 2.5)

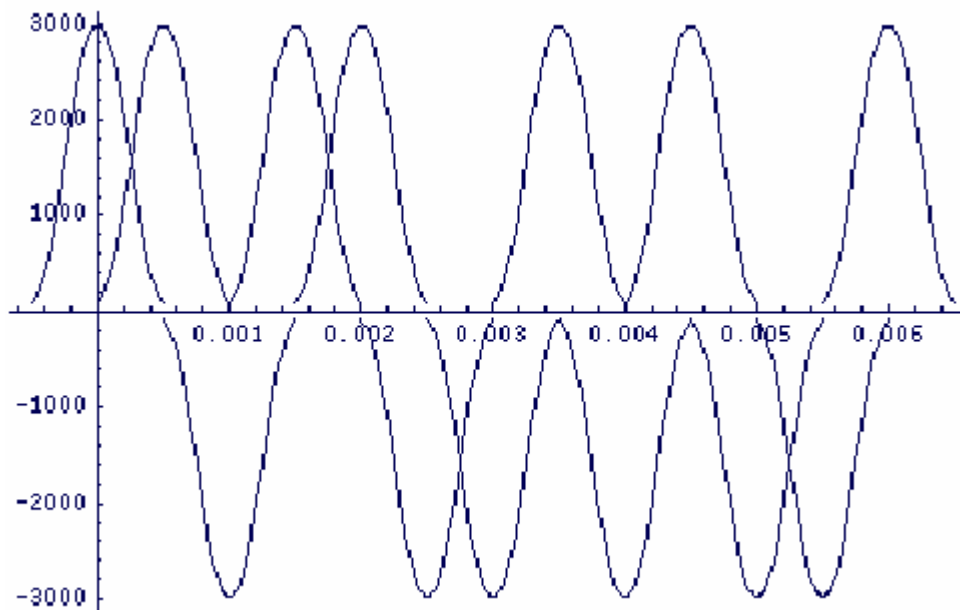


Σχήμα 2.5

Καθώς τα δεδομένα εισάγονται στο φίλτρο υφίστανται μια παραμόρφωση οι γωνίες τους και παρουσιάζεται Διασυμβολική παρεμβολή (inter symbol interference) , στα περισσότερα bit .

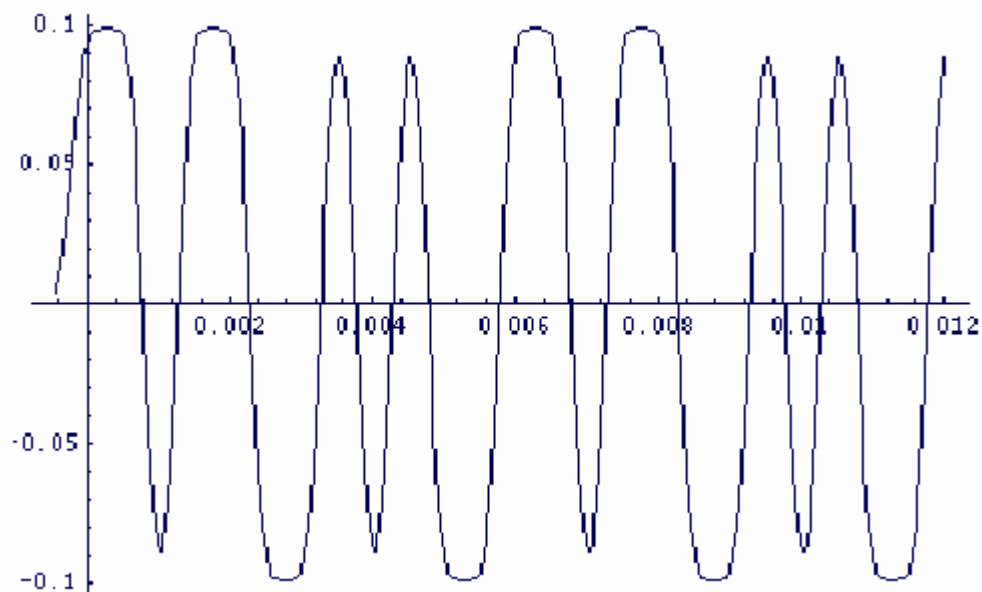
Για  $B_N=0.5$  και εφόσον τα bit έχουν απλωθεί σε διαστήματα των δύο bit , το δεύτερο bit αρχίζει να εισέρχεται στο φίλτρο στη μέση της διάρκειας του 1<sup>ου</sup> bit κτλ. (Βλέπε Σχήμα 2.6)





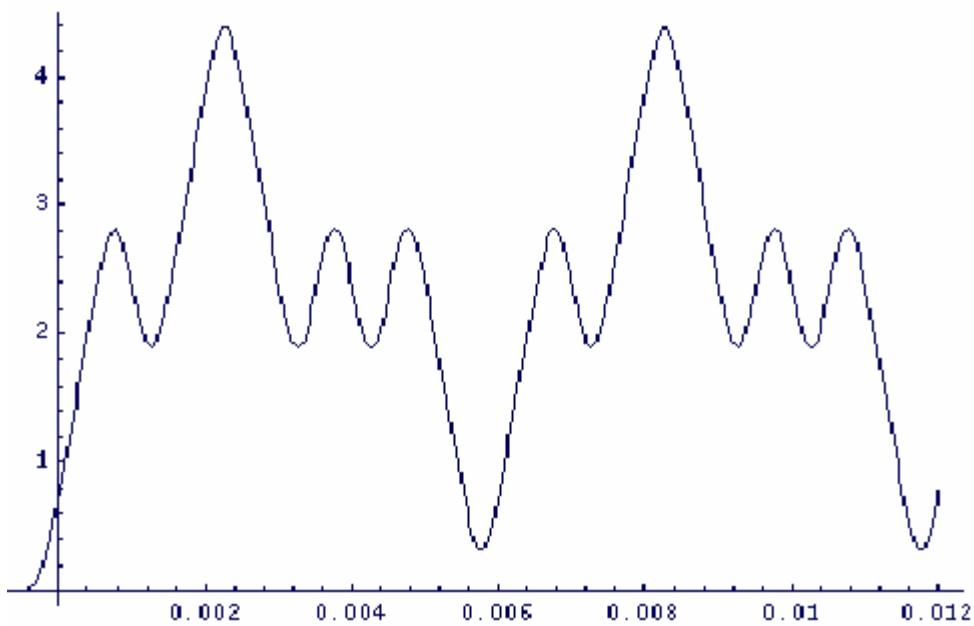
**Σχήμα 2.6**

Συνολικά , λοιπόν , η έξοδος  $b(t)$  στο σχηματικό διάγραμμα του διαμορφωτή του Σχήματος 2.3, δίνεται από το κατώτερο **Σχήμα 2.7**:



**Σχήμα 2.7**

Κατόπιν η κυματομορφή  $b(t)$  ολοκληρώνεται από  $t$  στο  $\infty$ , και έχουμε την κυματομορφή  $c(t)$  που αναπαρίσταται γραφικά μέσω του **Σχήματος 2.8**.

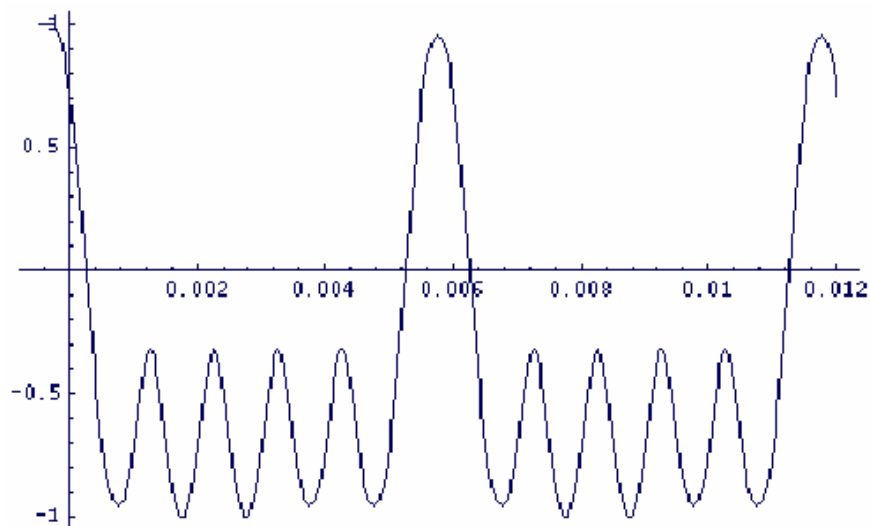


**Σχήμα 2.8**

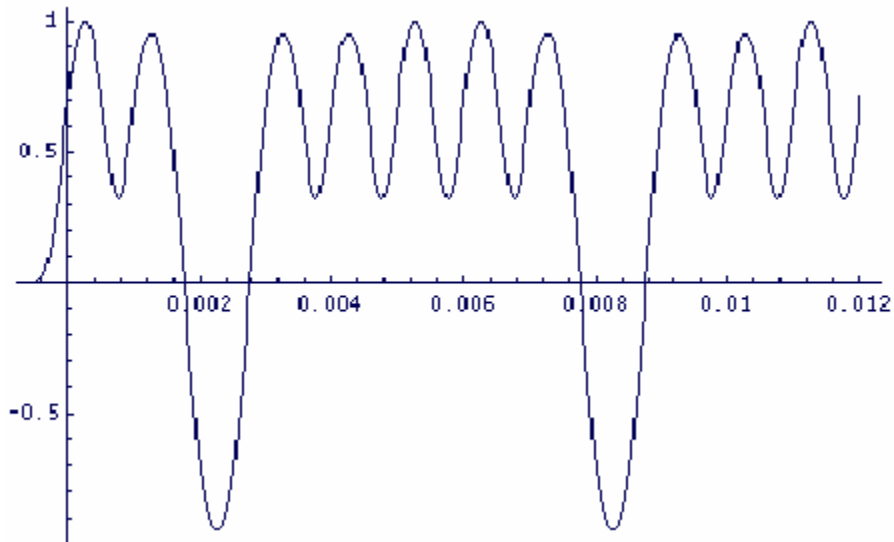
Από την κυματομορφή  $c(t)$  παίρνουμε τις συναρτήσεις ημιτόνου και συνημιτόνου από όπου και παράγουμε τα σήματα βασικής ζώνης I και Q τα οποία και διαμορφώνουμε μέσω ενός I/Q διαμορφωτή. Έχουμε λοιπόν ,

$$I(t) = \text{Cos}[ c(t) ] \quad \text{και} \quad Q(t) = \text{Sin}[ c(t) ] .$$

Όπως φαίνεται και στα **Σχήματα 2.9** και **2.10** αντιστοίχως.



**Σχήμα 2.9**



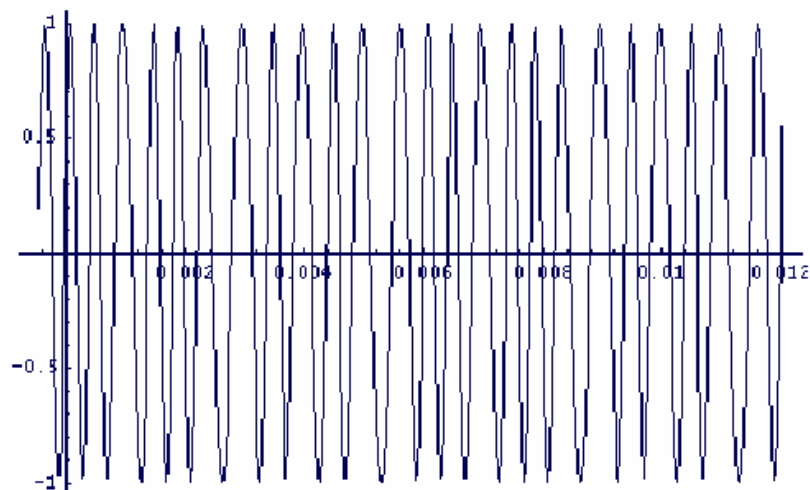
**Σχήμα 2.10**

Αυτά τα δύο σήματα  $I(t)$  και  $Q(t)$  κατόπιν οδηγούνται στον διαμορφωτή I/Q ο οποίος και παράγει το σήμα  $m(t)$  το οποίο μπορεί να γραφτεί σαν

$$m(t) = \sin(2\pi f_c t) I(t) + \cos(2\pi f_c t) Q(t),$$

όπου  $f_c$  είναι η συχνότητα φέροντος σήματος.

Το διαμορφωμένο λοιπόν, κατά GMSK σήμα  $m(t)$  αναπαρίσταται στο κατώτερο **Σχήμα 2.11**.



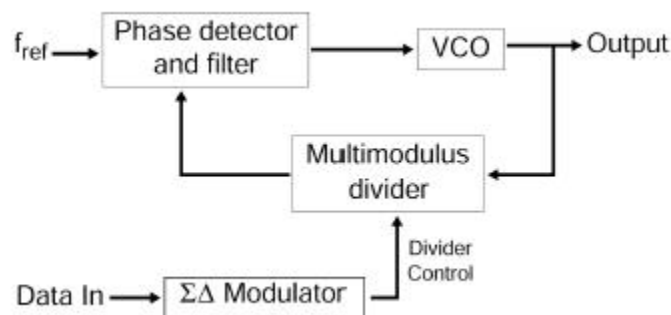
**Σχήμα 2.11**

Διαμορφωμένο κατά GMSK φέρον σήμα.

## 2.4 Μέθοδος “MODULATED SYNTHESIS”.

Η ανάλυση της παραπάνω μεθόδου βασίζεται στην [15] της βιβλιογραφίας.

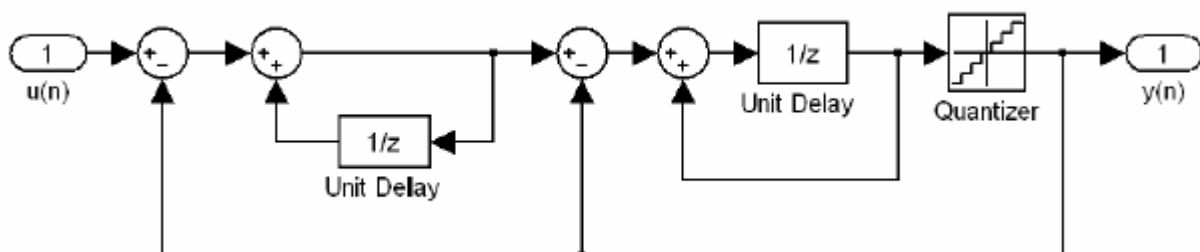
Στην διαμορφωμένη σύνθεση , τα δεδομένα διαμορφώνονται με την μεταγωγή της αξίας του διαιρέτη συχνότητας στον βρόγχο ανατροφοδότησης του PLL. Τα δεδομένα πρώτα περνάνε μέσα από ένα sigma-delta διαμορφωτή έτσι ώστε να κβαντιστούν τα δεδομένα και να μετατεθεί ο θόρυβος κβάντισης σε μία υψηλότερη συχνότητα . Όπως και η απευθείας διαμόρφωση , η διαμόρφωση σύνθεσης δεν απαιτεί πάρα πολλά αναλογικά κυκλώματα όπως απαιτεί η τετραγωνική διαμόρφωση , έτσι δεν υποφέρει από απαιτήσεις όπως γραμμική συμπεριφορά του VCO και περιοδικές σταθεροποιήσεις της συχνότητας λειτουργίας. Παρόλα αυτά η διαμορφωμένη σύνθεση απαιτεί την χρήση ενός διαιρέτη πολλών καταστάσεων και διαμόρφωση δύο σημείων του εισερχόμενου σήματος.



Σχήμα 2.12

Βασικό διάγραμμα Modulated Synthesis.

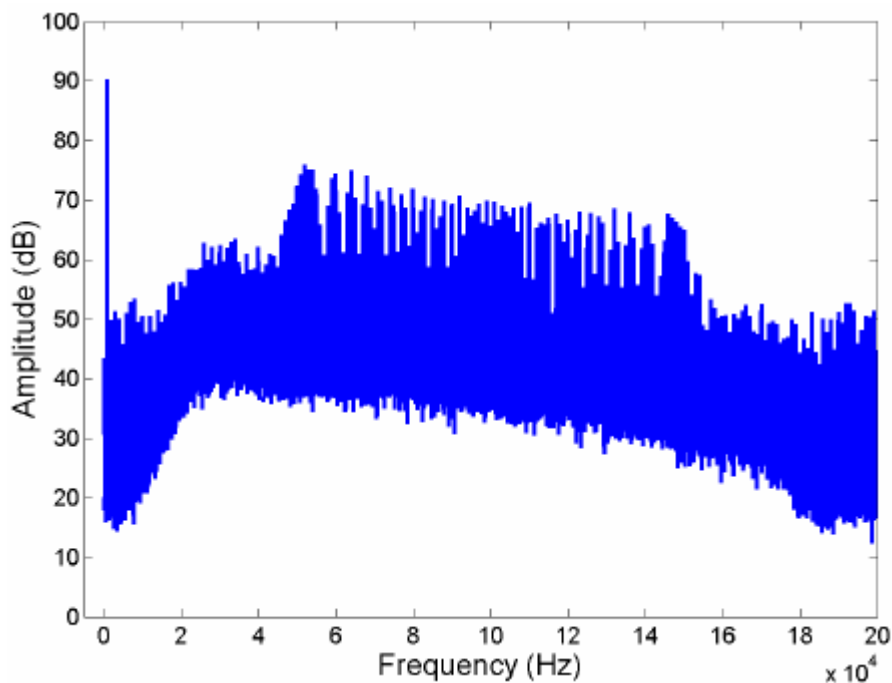
Η διαμόρφωση Sigma-Delta συνήθως χρησιμοποιεί υπερδειγματοληπτικούς μετατροπείς D/A και A/D, επιτυγχάνοντας έτσι την μείωση του θορύβου κβάντισης και την βελτίωση του SNR στο εύρος που μας ενδιαφέρει. Όπως και οι απλοί υπερδειγματοληπτικοί διαμορφωτές , και οι διαμορφωτές Sigma-Delta χρησιμοποιούν την υπερδειγματοληψία για να διασκορπίσουν τον θόρυβο δειγματοληψίας σε ένα μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων. Όταν το προκύπτον σήμα περάσει μέσα από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο , τότε επιτυγχάνεται καλύτερος λόγος σήματος προς θόρυβο, από ότι αν το σήμα απλά δειγματοληπτούταν στο ρυθμό Nyquist με τον ίδιο κβαντιστή.



Σχήμα 2.13

Sigma-Delta διαμορφωτής 2ης Τάξης.

Το φασματικό περιεχόμενο ενός διαμορφωτή Sigma-Delta φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Στις χαμηλές συχνότητες, ο θόρυβος κβάντισης δεν είναι σημαντικός, αυξάνεται όμως στις υψηλότερες συχνότητες φτάνοντας την μέγιστη τιμή σε συχνότητα ίση με το ήμισυ της συχνότητας δειγματοληψίας.



**Σχήμα 2.14**

Το φάσμα του διαμορφωμένου κατά GMSK σήματος με την μέθοδο της modulated synthesis.

Πλεονεκτήματα της Διαμορφωμένης Σύνθεσης:

- ✓ Δεν απαιτείται VCO με πάρα πολύ καλή γραμμικότητα, απλοποιώντας έτσι την υλοποίηση.
- ✓ Απλοποίηση του χρησιμοποιούμενου αθροιστή, εξαιτίας του διαμορφωτή Sigma-Delta.

---

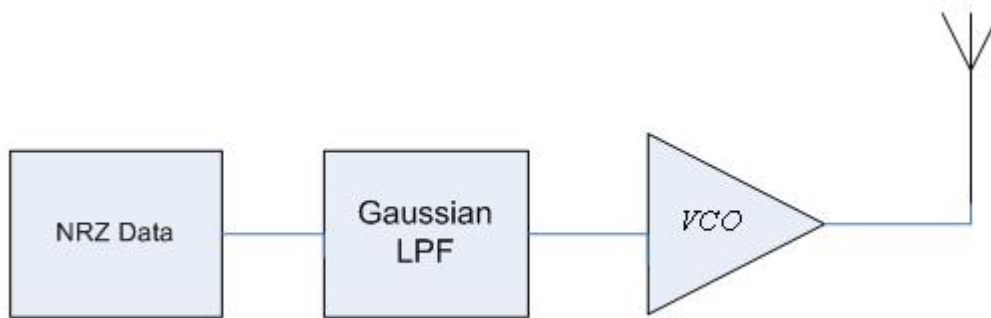
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.

### Υλοποίηση Κατασκευής Πομπού GMSK

---

#### 3.1 Εισαγωγή

Όπως ξέρουμε από την θεωρία στην οποία αναφερθήκαμε σε προηγούμενα κεφάλαια , για να παράγουμε σήμα διαμορφωμένο κατά GMSK δεν χρειάζεται παρά να διαμορφώσουμε με τα δεδομένα μας έναν διαμορφωτή FM , ένα VCO εν προκειμένω, αφού πρώτα περάσουμε τα δεδομένα μέσα από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με Gaussian κρουστική απόκριση. Το φίλτρο αποσβένει κατά τέτοιο τρόπο τους παλμούς των δεδομένων , ώστε να μειώνονται οι περιττές αρμονικές συνιστώσες και το προκύπτον φάσμα (μετά την διαμόρφωση) να είναι πιο συμπαγές. Η διαδικασία αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Βλέπε **Σχήμα 3.1**).



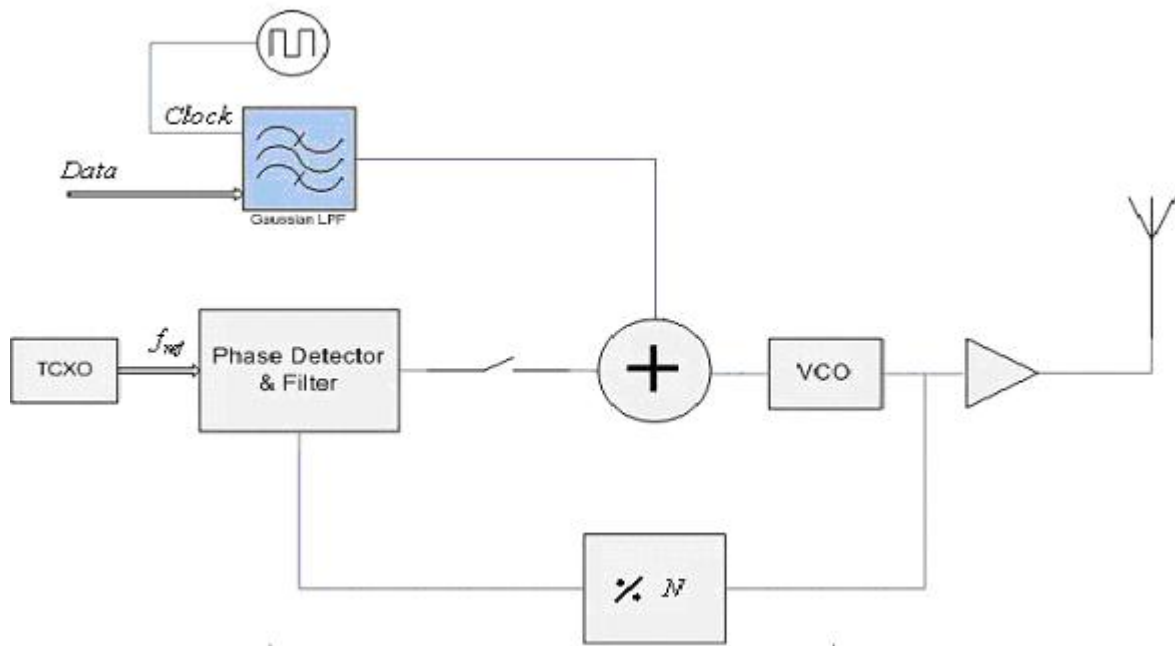
**Σχήμα 3.1**

Η συγκεκριμένη υλοποίηση παρότι έχει το πλεονέκτημα της απλότητας στην κατασκευή , έχει αρκετά προβλήματα λόγω της μη γραμμικής συμπεριφοράς πολλών εξαρτημάτων στην περιοχή των RF, καθώς επίσης και ότι ο δείκτης διαμόρφωσης του VCO πρέπει να έχει ακριβώς την τιμή 0.5 .

Τα παραπάνω προβλήματα αντιμετωπίζονται με βελτιωμένες διατάξεις , και με την χρήση ενός Βρόγχου Κλειδωμένης Φάσης ή αλλιώς PLL όπως λέγεται. Οπότε κατά συνέπεια η διάταξη του διαμορφωτή η οποία προκύπτει, και η οποία χρησιμοποιείται σαν βασικό διάγραμμα του πομπού φαίνεται στο παρακάτω **Σχήμα 3.2**.

Αναλυτικότερα μέσω του Σχήματος 3.2 διαπιστώνουμε ότι πρόκειται για μια κλασική εφαρμογή ενός PLL 2<sup>ης</sup> τάξης, το οποίο είναι υπεύθυνο να ελέγχει και να κρατά την συχνότητα εκπομπής όσο το δυνατόν κοντύτερα στην επιθυμητή κεντρική συχνότητα. Διακρίνουμε επιπλέον ,τις βαθμίδες του Phase Detector και του Loop Filter καθώς επίσης και του Διαιρέτη (τις οποίες θα αναλύσουμε παρακάτω).

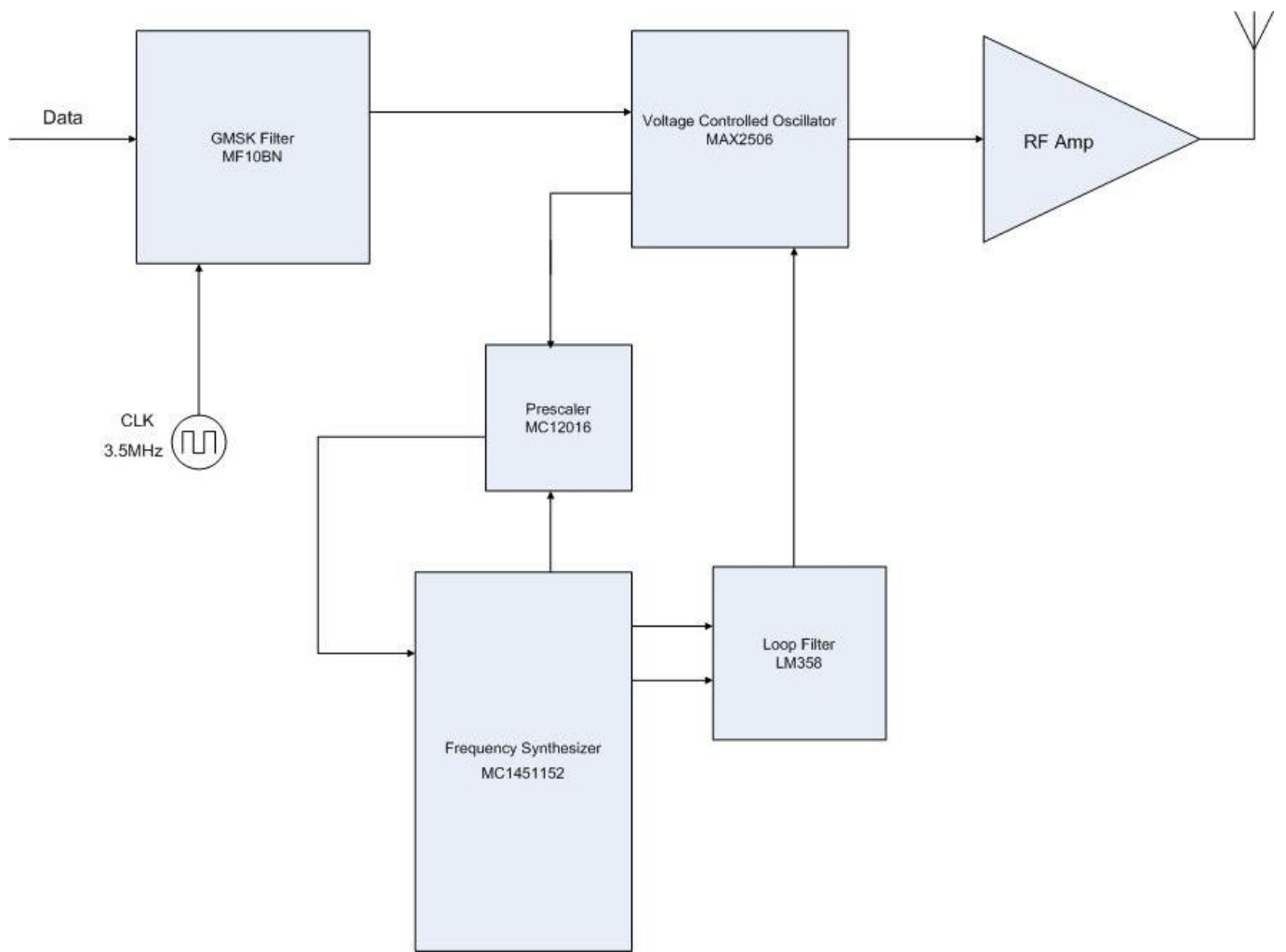
Το πλήρες διάγραμμα του GMSK πομπού με συχνότητα εκπομπής γύρω στα 125MHz, σε συνδυασμό με κατασκευαστικές και κυκλωματικές πληροφορίες εμφανίζονται στα **Σχήματα 3.3** και **Σχήμα 3.4** .



Σχήμα 3.2

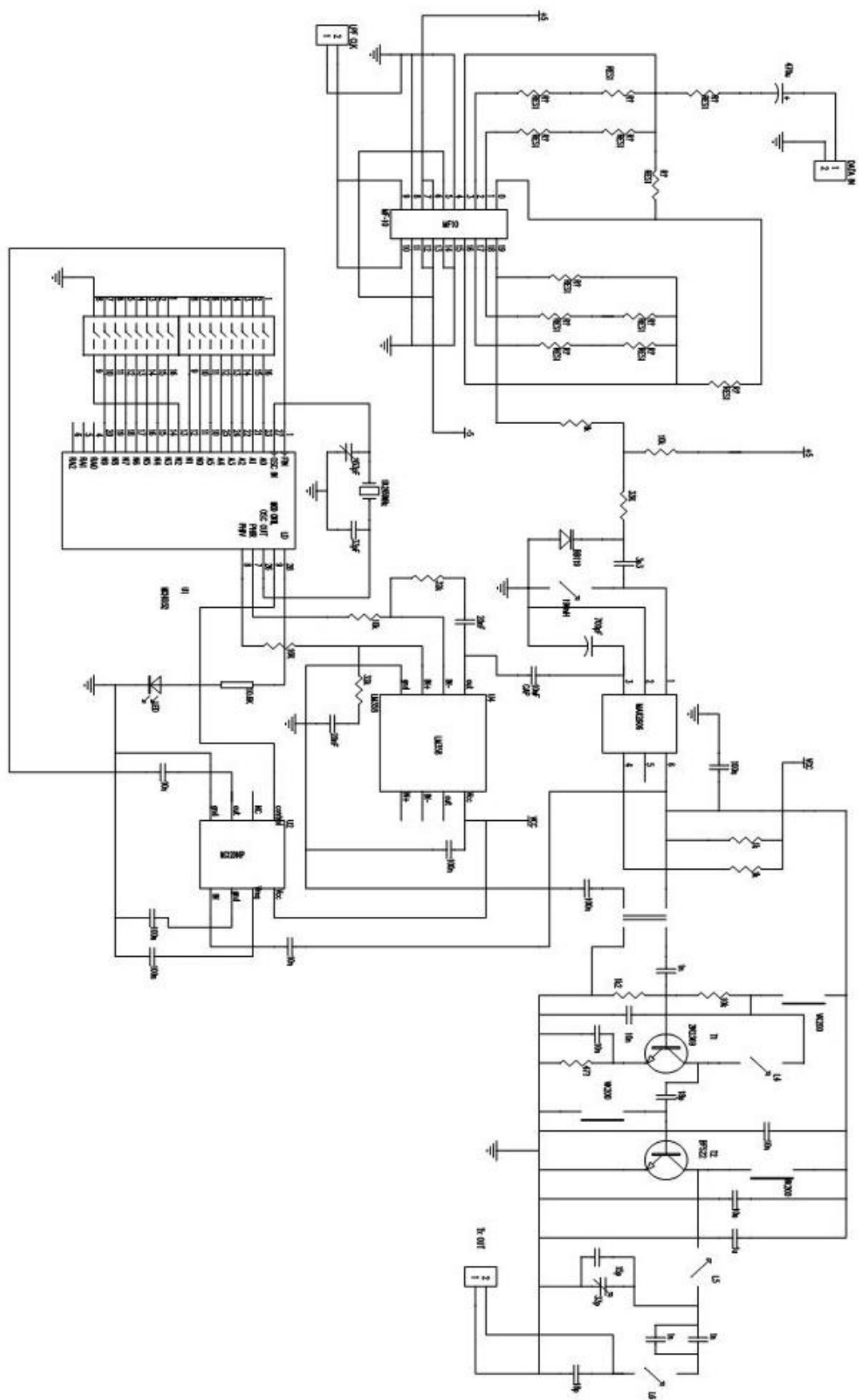
Συνολικά η σύνθεση του παραπάνω πομπού έγινε με την βοήθεια των παρακάτω ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

- GLPF -MF 10BN Dual Universal Switched Capacitor Filter της Maxim Semiconductor
- PLL Frequency synthesizer circuit –MC145152P2 της Motorola
- Prescaler-MC12016P της Motorola
- VCO –MAX2606 της Maxim Semiconductor
- Loop Filter – LM358 της National Semiconductor



Σχήμα 3.3



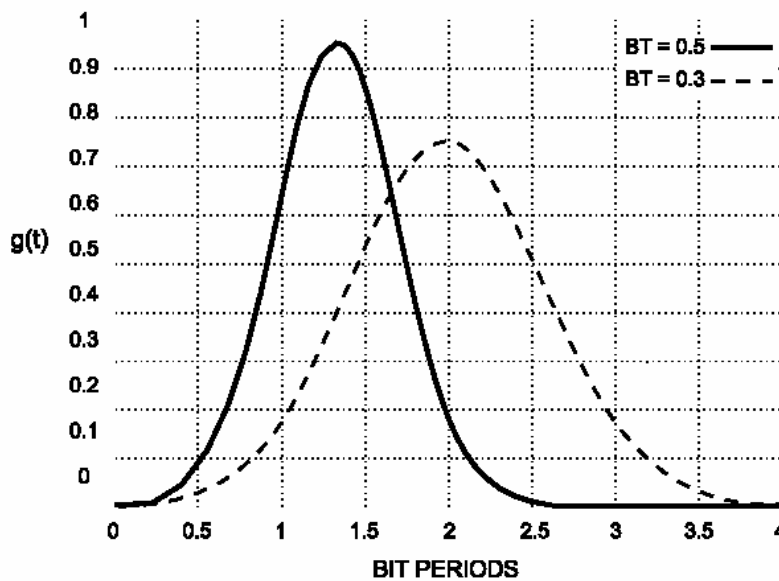


Σχήμα 3.4

### 3.2 Κατασκευαστικά στοιχεία Gaussian LPF

Όπως έχουμε πει επανειλημμένα μέχρι τώρα, το φίλτρο προδιαμόρφωσης των δεδομένων παίζει ένα από τους βασικότερους ρόλους στην απόδοση του όλου συστήματος. Το παραπάνω φίλτρο χρησιμοποιείται και στον δέκτη με κάποιες μικρές διαφοροποιήσεις ως προς την σχεδίαση. Όπως ξέρουμε οι τετραγωνικοί παλμοί από τους οποίους αποτελούνται τα δεδομένα, είναι πάρα πολύ πλούσιοι σε αρμονικές συνιστώσες της βασικής τους συχνότητας, οι οποίες εκτείνονται ως το άπειρο θεωρητικά. Αυτό έχει σαν συνέπεια, όταν διαμορφώνουμε μια φέρουσα συχνότητα με μία ακολουθία δεδομένων να προκύπτουν αρμονικές και σε περιοχές μη επιθυμητές, δημιουργώντας έτσι φαινόμενα παρεμβολών ή πιο συγκεκριμένα διασυμβολική παρεμβολή (ISI-Intersymbol Interference). Κάτι το οποίο κάνει το προς εκπομπή φάσμα λιγότερο συμπαγές. Για να αντιμετωπιστεί αυτό το φαινόμενο χρησιμοποιούνται χαμηλοπερατά φίλτρα για τα δεδομένα με συγκεκριμένες συναρτήσεις μεταφοράς, ανάλογα με το είδος διαμόρφωσης που υλοποιείται.

Το φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε στην παραπάνω σχεδίαση είναι ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής περίπου στα 4000Hz. Το σημαντικότερο του όμως χαρακτηριστικό είναι η μορφή της κρουστικής απόκρισης που έχει, η μορφή της εξόδου του δηλαδή σε έναν δεδομένο παλμό εισόδου. Η απόκριση αυτή έχει την μορφή που ακολουθεί την στατιστική κατανομή Gauss και φαίνεται στην παρακάτω γραφική (βλέπε Σχήμα 3.5).



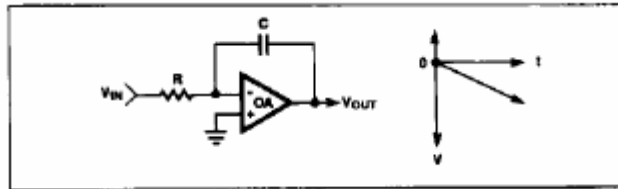
Σχήμα 3.5

Η υλοποίηση του GLPF έγινε με την χρήση switched capacitor filters και αυτό για να μπορεί να υπάρχει εξωτερικός έλεγχος του BT μέσω ενός ρολογιού. Πιο συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκε το ολοκληρωμένο Dual Universal Switched Capacitor Filter MF10 της Maxim Semiconductor. Θα δούμε αυτή καθ' αυτή την σχεδίαση αφού πρώτα κάνουμε μια σύντομη αναφορά στον τρόπο λειτουργίας των switched capacitor filters.

Αρχικά, στο Σχήμα 3.6 βλέπουμε έναν ολοκληρωτή ο οποίος χρησιμοποιεί έναν T.E. Η σταθερά χρόνου του ολοκληρωτή καθορίζεται από τις τιμές των παθητικών εξαρτημάτων R και C. Όταν εφαρμοστεί μια θετική τιμή τάσης στην είσοδο, η έξοδος του ολοκληρωτή θα αρχίσει να μειώνεται με

ρυθμό που καθορίζεται από την τάση εισόδου και την χρονική σταθερά RC. Η κλίση αυτής της μείωσης θα είναι :

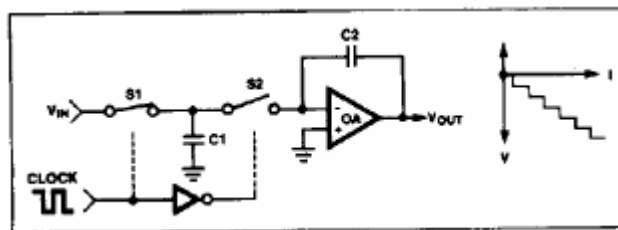
$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = -\frac{V_{IN}}{RC}$$



Σχήμα 3.6

Επιπλέον , στο **Σχήμα 3.7** βλέπουμε έναν απλό αναστρέφοντα ολοκληρωτή διακοπόμενων πυκνωτών , όπου η R του ολοκληρωτή έχει αντικατασταθεί από έναν πυκνωτή και δύο αναλογικούς διακόπτες S1 και S2. Καθώς οι διακόπτες ανοιγοκλείνουν διαδοχικά στο ρυθμό του εξωτερικού ρολογιού , πρώτα φορτίζεται ο C1 στην τιμή της τάσης εισόδου , κατόπιν μεταφέρεται το φορτίο στον πυκνωτή C2 . Αυτό δημιουργεί μια βηματική τάση στην έξοδο του ολοκληρωτή με τιμή  $-V_{in} \cdot C1/C2$ . Και αν η τιμή του C1 είναι μικρή σε σχέση με την τιμή του C2 τότε η μορφή της τάσης εξόδου είναι παρόμοια με την μορφή της ράμπας έχοντας την παρακάτω κλίση:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = -\frac{V_{IN} \cdot f_{CLK} \cdot C_1}{C_2}$$



Σχήμα 3.7

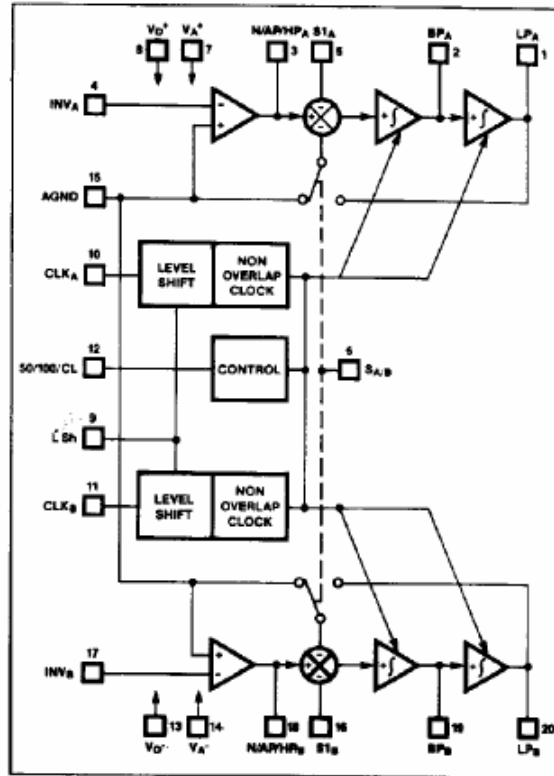
Η παραπάνω εξίσωση είναι παρόμοια με αυτήν του απλού ολοκληρωτή , αλλά με την διαφορά ότι αντί για την απλή χρονική σταθερά RC έχουμε την δειγματοληπτούμενη χρονική σταθερά

$$\frac{C_2}{C_1 \cdot f_{CLK}}$$

Η κεντρική συχνότητα του υπόψη switched capacitor φίλτρου 2<sup>ης</sup> τάξης είναι

$$f_0 = \frac{f_{CLK} \cdot C_1}{2\pi C_2}$$

Εν προκειμένω, το εσωτερικό διάγραμμα του MF10 φαίνεται στο **Σχήμα 3.8**:



**Σχήμα 3.8**

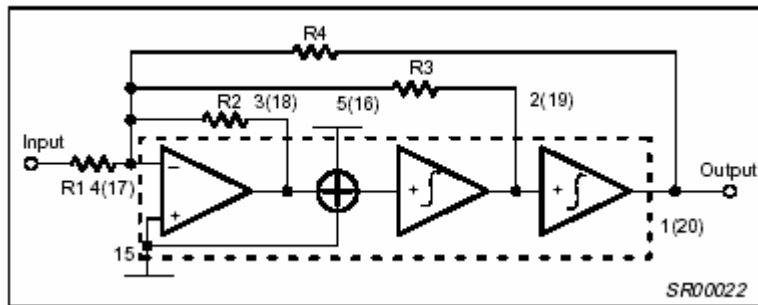
Στην σχεδίαση μας χρησιμοποιήσαμε ένα 4<sup>ης</sup> τάξης GLPF φίλτρο που έχει συνάρτηση μεταφοράς :

$$H(s) = \frac{\omega_1^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_1s + \omega_1^2} \cdot \frac{\omega_2^2}{s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2}$$

Με την συγκεκριμένη συνάρτηση μεταφοράς και 3dB εύρος κανονικοποιημένης συχνότητας, από τον πίνακα των πόλων για Gaussian LPF έχουμε τις παρακάτω τιμές:

$$\omega_1 = 1,9086 \quad \zeta_1 = 0,7441 \quad \omega_2 = 1,6768 \quad \zeta_2 = 0,9720$$

Για να πραγματοποιήσουμε ένα LPF φίλτρο 4<sup>ης</sup> τάξης με το MF10, χρησιμοποιούμε δύο βαθμίδες την μία μετά την άλλη, οι οποίες λειτουργούν σε τύπο λειτουργίας 3 (mode 3). Την διάταξη αυτή την βλέπουμε στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.9

LPF με την χρήση MF10 σε mode 3.

Τις τιμές των αντιστάσεων που πρέπει να χρησιμοποιηθούν τις υπολογίζουμε από τις ανάλογες εξισώσεις που δίνει ο κατασκευαστής για το mode 3. Έτσι έχουμε :

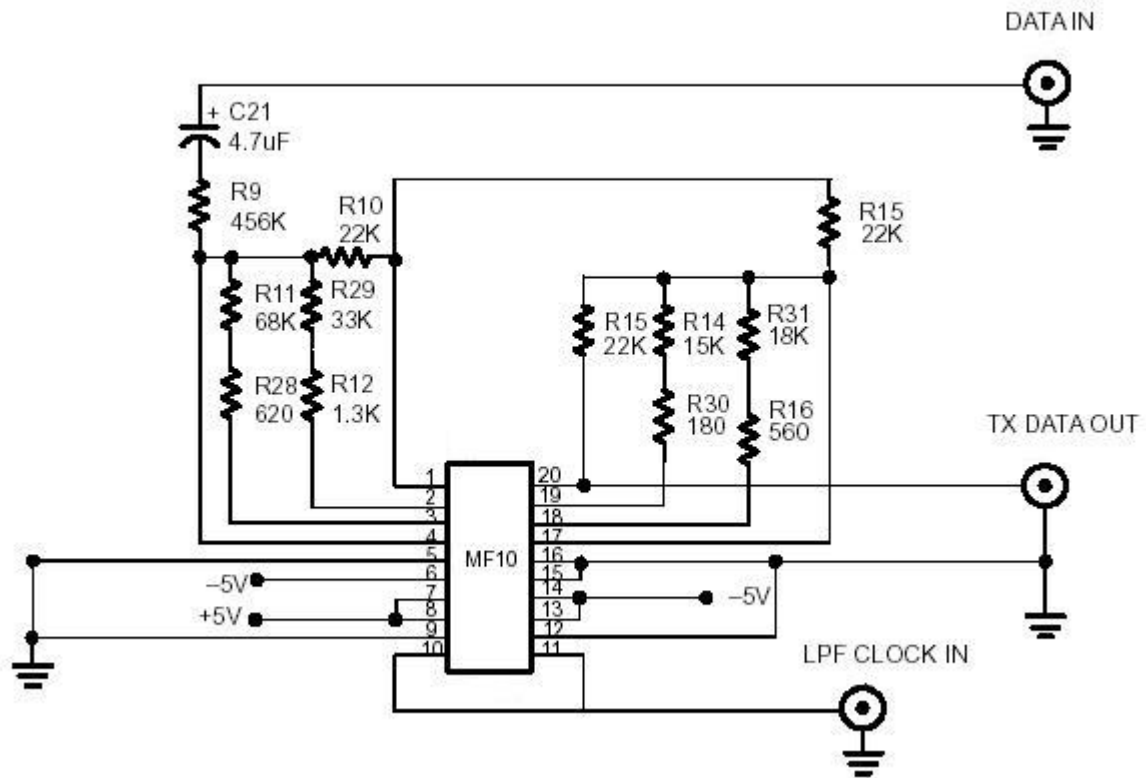
$$H_{LP}(s) = \frac{H_{OLP} \cdot \omega_0}{s^2 + s\omega_0 / Q + \omega_0^2}$$

Όπου  $H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1}$

$$\omega_0 = \left( \frac{f_{CLK}}{100} \right) \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$Q = \left( \frac{R_3}{R_2} \right) \cdot \frac{\sqrt{R_2}}{R_4}$$

Ακολουθώντας όλα τα προαναφερόμενα σε σχέση με την ευελιξία που μας παρέχει το MF10 και κατόπιν των απαραίτητων υπολογισμών (Βιβλιογραφία [5]) προκύπτει το σχηματικό διάγραμμα του φίλτρου εκπομπής της παρούσας κατασκευής (Βλέπε **Σχήμα 3.10**).



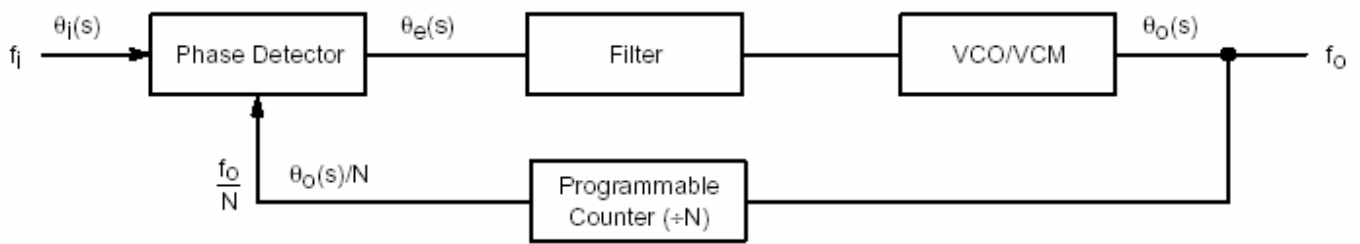
**Σχήμα 3.10**

Σχηματικό διάγραμμα φίλτρου προδιαμόρφωσης δεδομένων.

### 3.3 Ανάλυση λειτουργίας του Phase-Locked Loop

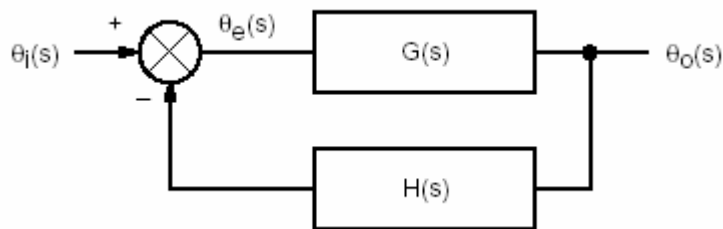
- Η παρακάτω ανάλυση λειτουργίας του Βρόγχου Κλειδωμένης Φάσης (PLL) προέρχεται στο μεγαλύτερο μέρος της από το [3] AN535, “Phase Locked Loop Design Fundamentals” της Motorola Semiconductor.

Όπως όλοι γνωρίζουμε το PLL είναι βαθμίδα η οποία χρησιμοποιείται ευρύτατα εδώ και αρκετά χρόνια και σε πομπούς και σε δέκτες τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η λειτουργία ενός PLL με μια πρώτη ματιά είναι σχετικά απλή. Το PLL είναι ένα σύστημα αυτόματου ελέγχου που σκοπός του είναι να κρατάει “κλειδωμένη” την φάση του σήματος πάνω σε μία συγκεκριμένη συχνότητα, έτσι ώστε να περιορίζονται φαινόμενα απόκλισης της συχνότητας του σήματος από την επιθυμητή. Πιο συγκεκριμένα χρησιμοποιείται ένας κλειστός βρόγχος με ανατροφοδότηση και εφαρμόζεται στο σήμα μας ένα σφάλμα το οποίο προκύπτει, και το οποίο διορθώνει τις τυχόν αποκλίσεις που υπάρχουν. Είναι μια διαδικασία την οποία θα την δούμε αναλυτικά παρακάτω αφού πρώτα προχωρήσουμε σε μια απαραίτητη ανάλυση της λειτουργίας και της φιλοσοφίας του PLL.



**Σχήμα 3.11**  
Βασικό διάγραμμα PLL

Προχωρώντας σε μια θεωρητική ανάλυση του PLL (Βλέπε [3]) θα αναφερθούμε σε μερικούς παράγοντες και σε μερικές έννοιες οι οποίες γίνονται πιο κατανοητές από το παρακάτω **Σχήμα 3.12**. Όπου βλέπουμε ένα κλειστό σύστημα με ανατροφοδότηση



**Σχήμα 3.12**

- Έτσι έχουμε:
- $\Theta_i(s)$  = Φάση εισόδου
  - $\Theta_e(s)$  = Σφάλμα της Φάσης
  - $\Theta_o(s)$  = Φάση εξόδου
  - $G(s)$  = Συνάρτηση μεταφοράς του απευθείας βρόγχου
  - $H(s)$  = Συνάρτηση μεταφοράς του βρόγχου ανατροφοδότησης

Κάνοντας μια θεωρητική αναδρομή βλέπουμε ότι οι παραπάνω παράγοντες μπορούν να εκφραστούν από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\theta_e(s) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \theta_i(s)$$

$$\theta_o(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \theta_i(s)$$

Ο φωρατής φάσης παράγει μια τάση ανάλογη της διαφοράς της φάσης των σημάτων  $\theta_i$  και  $\theta_o/N$ . Αυτή η τάση αφού φιλτραριστεί χρησιμοποιείται σαν σήμα ελέγχου για το VCO. Εφόσον το VCO παράγει μια συχνότητα ανάλογη της τάσης εισόδου του, κάθε χρονικά μεταβλητό σήμα που εμφανίζεται στην είσοδο του στην ουσία θα διαμορφώνει κατά συχνότητα το VCO.

Η συχνότητα εξόδου του κατά την διάρκεια του κλειδώματος θα είναι :

$$f_o = N f_i$$

Ο φωρατής φάσης, το φίλτρο και το VCO συνθέτουν τον απευθείας βρόγχο του PLL και ο προγραμματιζόμενος διαιρέτης τον βρόγχο ανατροφοδότησης. Αν αφαιρέσουμε το διαιρέτη, τότε το κέρδος του βρόγχου ανατροφοδότησης θα είναι μοναδιαίο και η συχνότητα εξόδου του συστήματος θα είναι ίση με την συχνότητα εισόδου.

Μπορούν να κατασκευαστούν ειδών και τάξεων PLL, και αυτό εξαρτάται από την συνολική συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος.

### 3.3.1 Τύπος ενός PLL

Ο τύπος ενός συστήματος εξαρτάται από τον αριθμό των πόλων της συνάρτησης μεταφοράς του βρόγχου  $G(s)H(s)$  που βρίσκονται στο όρισμα. Για παράδειγμα, εάν υποθέσουμε ότι :

$$G(s)H(s) = \frac{10}{s(s+10)}$$

Αυτό είναι ένα σύστημα  $1^{00}$  τύπου, και αυτό γιατί υπάρχει μόνο ένας πόλος στο όρισμα της συνάρτησης.

### 3.3.2 Τάξη ενός PLL

Η τάξη ενός συστήματος αναφέρεται στον μεγαλύτερο βαθμό τελεσταίου της πολυωνομικής έκφρασης του συστήματος.

$$1 + G(s)H(s) = 0 \triangleq C.E.$$

Το οποίο ισούται με την χαρακτηριστική εξίσωση C.E. Οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης γίνονται οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος. Για παράδειγμα :

$$G(s)H(s) = \frac{10}{s(s+10)}$$

Τότε

$$1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{10}{s(s+10)} = 0$$



Έτσι έχουμε

$$C.E. = s(s+10)+10$$
$$C.E. = s^2 + 10s + 10$$

Και το οποίο είναι 2<sup>ης</sup> τάξης πολυώνυμο.

### 3.3.3 Σταθερές Λαθών

Σε ένα σύστημα μπορούμε να έχουμε πολλές διαφορετικές εισόδους. Συνήθως μερικές από αυτές είναι η θέση του βήματος, η ταχύτητα και η επιτάχυνση. Παρακάτω λοιπόν θα εξετάσουμε την απόκριση τριών διαφορετικών συστημάτων 1<sup>ου</sup>, 2<sup>ου</sup>, 3<sup>ου</sup> τύπου σε σχέση με τις παραπάνω μεταβλητές.

Η  $\theta_e(s)$  αναπαριστά την διαφορά της φάσης που υπάρχει στον φωρατή μεταξύ του εισερχόμενου σήματος  $\theta_i(s)$  και του σήματος  $\theta_o(s)/N$ . Όταν φτιάχνουμε ένα σύστημα πρέπει να εξετάζουμε την  $\theta_e(s)$  για να εξακριβώσουμε εάν είναι τα μεταβλητά δεδομένα (περιοδικά) και τα δεδομένα σταθερής κατάστασης (μόνιμη) είναι τα καταλληλότερα ή είναι απλά ευνοϊκά. Η μεταβλητή απόκριση είναι μια συνάρτηση της σταθερότητας του βρόγχου και θα εξετάσουμε παρακάτω. Η σταθερή απόκριση του συστήματος τώρα, μπορεί να απλοποιηθεί με την χρησιμοποίηση του **Θεωρήματος Τελικής Τιμής** του *Laplace*. Έτσι έχουμε .:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\theta(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} [s\theta_e(s)]$$

Όπου

$$\theta_e(s) = \frac{1}{1+G(s)H(s)} \theta_i(s)$$

Το σήμα εισόδου χαρακτηρίζεται σαν :

○ Θέση Βήματος  $\theta_i(t) = Cp \quad t \geq 0$

ή με την χρήση M/Σ Laplace

$$\theta_i(s) = \frac{Cp}{s^2}$$

Όπου Cp είναι το μέγεθος του βήματος φάσης σε radians. Αυτό ισούται με μετάθεση της φάσης του σήματος εισόδου κατά Cp radians.

○ Ταχύτητα βήματος  $\theta_i(t) = Cvt \quad t \geq 0$

ή με την χρήση M/Σ Laplace  $\theta_i(s) = \frac{Cv}{s^2}$

όπου  $C_n$  είναι το μέγεθος του ρυθμού αλλαγής της φάσης σε rads/sec. Αυτό ισοδυναμεί με την είσοδο μιας συχνότητας που είναι διαφορετική από αυτήν του βρόγχου ανατροφοδότησης του VCO. Γι' αυτό η  $C_n$  είναι η διαφορά στην συχνότητα σε rads/sec στον φωρατή φάσης.

○ Ταχύτητα Βήματος :  $\theta i(t) = C_a t^2$

ή με την χρήση Μ/Σ Laplace  $\theta i(s) = \frac{2C_a}{s^3}$

Το  $C_a$  εκφράζει το ρυθμό αλλαγής της συχνότητας σε rads/sec.

Έτσι μια τυπική συνάρτηση μεταφοράς  $G(s)H(s)$  για τύπου 1, 2, 3 συστήματα είναι :

○ 1<sup>ου</sup> τύπου .  $G(s)H(s) = \frac{K}{s(s+a)}$

○ 2<sup>ου</sup> τύπου  $G(s)H(s) = \frac{K(s+a)}{s^2}$

○ 3<sup>ου</sup> τύπου  $G(s)H(s) = \frac{K(s+a)(s+b)}{s^3}$

Η τελική τιμή του σφάλματος φάσης για ένα σύστημα τύπου 1 με είσοδο την μοναδιαία συνάρτηση είναι:

$$\theta e(s) = \left( \frac{1}{1 + \frac{K}{s(s+a)}} \right) \left( \frac{C_p}{s} \right) = \frac{(s+a)C_p}{(s^2 + as + K)}$$

$$\theta e(t = \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ s \left( \frac{s+a}{s^2 + as + K} \right) C_p \right] = 0$$

Έτσι η τελική τιμή του σφάλματος φάσης είναι 0 όταν έχουμε για είσοδο το μοναδιαίο βήμα. Παρομοίως εάν βάλουμε για είσοδο το μοναδιαίο βήμα και στα άλλα συστήματα και κάνουμε χρήση του Θ.Τ.Τ θα πάρουμε σαν αποτέλεσμα τον παρακάτω πίνακα :

	Type 1	Type 2	Type 3
Step Position	Zero	Zero	Zero
Step Velocity	Constant	Zero	Zero
Step Acceleration	Continually Increasing	Constant	Zero

**ΠΙΝΑΚΑΣ 3.13**

Σφάλματα φάσης σταθερής κατάστασης για διαφόρων ειδών συστήματα.

Zero → το σφάλμα φάσης είναι μηδέν, δηλαδή τα δύο σήματα ταυτίζονται

Constant → υπάρχει μια σταθερά διαφορά φάσης μεταξύ των δύο σημάτων

Continually increasing → υπάρχει μια χρονικά αυξανόμενη διαφορά στη φάση.

Από τον παραπάνω πίνακα, μπορούμε να εντοπίσουμε για δεδομένες απαιτήσεις που έχουμε τι τάξης σύστημα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε.

### 3.3.4 Σταθερότητα

Για να εξεταστεί η σταθερότητα ενός συστήματος χρησιμοποιείται η γραφική απεικόνιση των πόλων και των μηδενικών του συστήματος στο μιγαδικό σύστημα συντεταγμένων ή αλλιώς s-plane όπως λέγεται. Η γραφική απεικόνιση μας δείχνει, πως οι πόλοι του κλειστού βρόγχου (οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης δηλαδή) μεταβάλλονται με το κέρδος του βρόγχου. Για να είναι ευσταθές ένα σύστημα πρέπει όλοι οι πόλοι να είναι στο αριστερό μισό του s-plane. Η σχέση τώρα των πόλων και των μηδενικών του συστήματος καθορίζει και το βαθμό σταθερότητας του συστήματος.

Ας δούμε ένα σύντομο παράδειγμα :

$$G(s)H(s) = \frac{K}{s(s+4)}$$

Ο παρονομαστής μηδενίζεται σε δύο περιπτώσεις, για  $s=0$  και για  $s=-4$ . Εφόσον υπάρχουν δύο πόλοι και κανένα μηδενικό η εξίσωση γίνεται :

$$\frac{2n+1}{2} = \begin{cases} \pi/2 & n=0 \\ 3\pi/2 & n=1 \end{cases}$$

Οπότε η θέση της διασταύρωσης είναι :

$$s = \frac{\Sigma P - \Sigma Z}{\#P - \#Z} = \frac{(-4-0) - (0)}{2-0}$$

$$s = -2$$

Η χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος είναι :

$$C.E. = 1 + G(s)H(s) = 0$$

$$= 1 + \frac{K}{s(s+4)} = s^2 + 4s + K = 0$$

Επιλύνοντας ως προς K έχουμε:  $K = -s^2 - 4s$

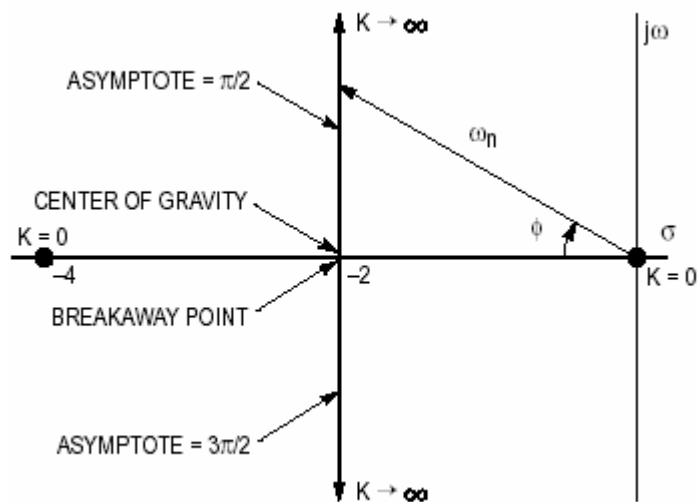
εάν μηδενίσουμε την παράγωγο της παραπάνω εξίσωσης έχουμε :

$$\frac{dK}{ds} = \frac{d}{ds}(-s^2 - 4s)$$

$$\frac{dK}{ds} = -2s - 4 = 0$$

ή τελικά  $s=-2$

Οπότε  $s=-2$  είναι το σημείο από όπου περνάει η ασύμπτωτος. Το γραφικό διάγραμμα που προκύπτει φαίνεται παρακάτω :

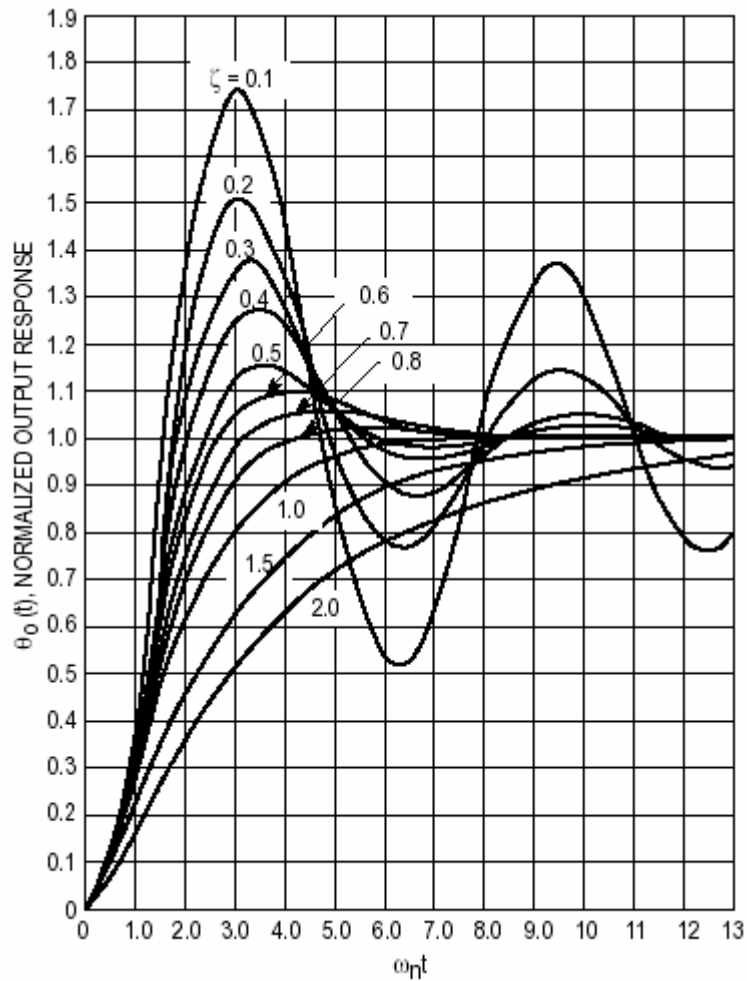


Σχήμα 3.14

Η χαρακτηριστική εξίσωση 2<sup>ου</sup> βαθμού για ένα σύστημα όπως το παραπάνω είναι :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$$

Όπου  $\zeta = \cos \phi (0 \leq \phi \leq 90^\circ)$  λόγος απόσβεσης πλάτους, και  $\omega_n$  η φυσική συχνότητα .  
Η απόκριση ενός συστήματος 2<sup>ης</sup> τάξης 1<sup>ου</sup> τύπου φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 3.15.



Σχήμα 3.15

Type 1 second order step response

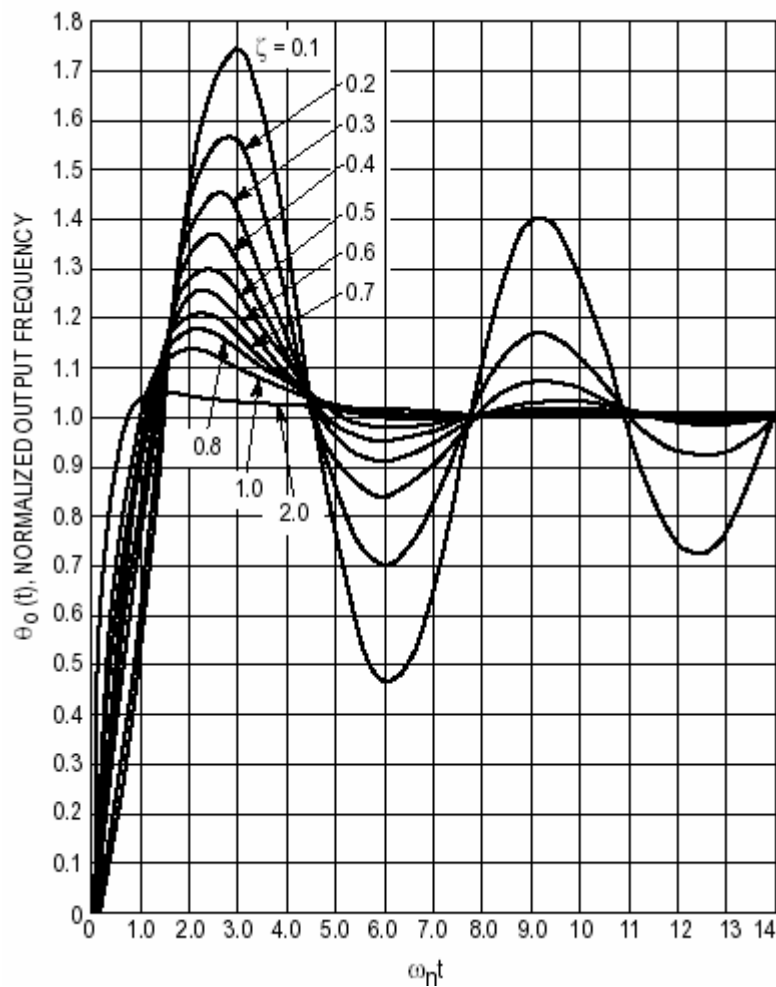
### 3.3.5 Εύρος ζώνης PLL

Το εύρος ζώνης ενός PLL για -3dB για σύστημα τύπου 1 2<sup>ο</sup> βαθμού είναι :

$$\omega_{-3dB} = \omega_n (1 - 2\zeta^2 + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4})^{1/2}$$

Και για σύστημα τύπου 2 2<sup>ο</sup> βαθμού (Βλέπε Σχήμα 3.16) είναι :

$$\omega_{-3dB} = \omega_n (1 + 2\zeta^2 + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4})^{1/2}$$



Σχήμα 3.16

Type 2 second order step response

### 3.4 Κατασκευαστικά στοιχεία υλοποίησης του PLL

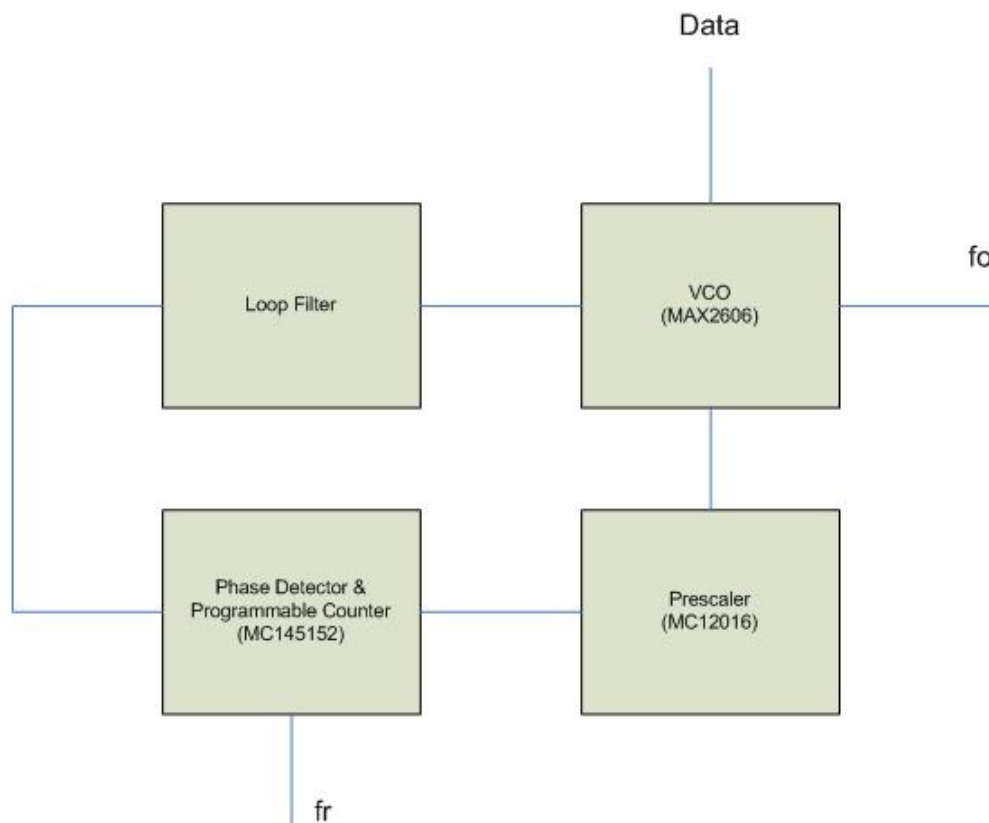
Σύμφωνα με όσα έχουμε πει έως τώρα για να προχωρήσουμε στην σχεδίαση ενός συστήματος PLL , πρέπει πρώτα να καθορίσουμε τις απαιτήσεις που έχουμε από το σύστημα ,και να ορίσουμε επακριβώς τα χαρακτηριστικά του. Έτσι αφού ορίσουμε τα χαρακτηριστικά του συστήματος μας μπορούμε να προχωρήσουμε στην παραπέρα σχεδίαση.

Συχνότητα εξόδου	124MHz – 125MHz
Βήμα Συχνότητας	5KHz
Συχνότητα εξόδου κατά τον συγχρονισμό φάσης	-
Χρόνος κλειδώματος μεταξύ των καναλιών	1ms
Υπερύψωση	< 20%

**Πίνακας 3.17**

Σύμφωνα με τα παραπάνω χαρακτηριστικά και αν ανατρέξουμε στον **Πίνακα 3.13** οι απαιτήσεις μας οδηγούν σε ένα σύστημα 2<sup>ου</sup> τύπου, 2<sup>ης</sup> τάξης που φαίνεται στο **Σχήμα. 3.11** .

Για να απλοποιηθεί η κατασκευή, και για να μειωθεί ο φόρτος εργασίας, η υλοποίηση του PLL θα γίνει με την βοήθεια ενός frequency synthesizer , που είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα και περιέχει τις βαθμίδες του Programmable Counter και του Phase Detector. Επίσης χρησιμοποιείται και ένα επιπλέον ολοκληρωμένο κύκλωμα , γνωστό ως Prescaler και του οποίου την χρησιμότητα θα δούμε στην Ενότητα 3. Η τελική μορφή δηλαδή του βρόγχου θα έχει την εξής μορφή (Βλέπε Σχήμα 3.17).



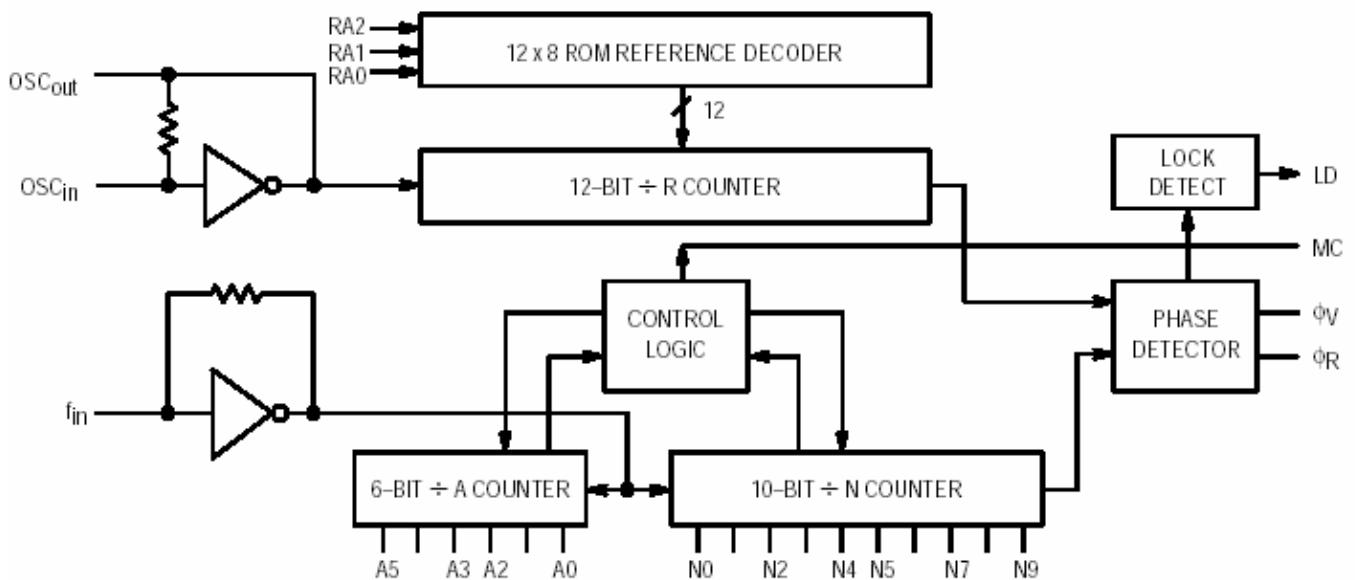
**Σχήμα 3.17**

Τα ολοκληρωμένα που χρησιμοποιήθηκαν για να φτιαχτεί το PLL είναι :

- ✓ Phase Detector & Programmable Counter MC145152 της Motorola
- ✓ Prescaler MC12016P της Motorola
- ✓ Voltage Controlled Oscillator MAX2606 της Maxim Semiconductor
- ✓ Loop Filter LM358 της National Semiconductor

### 3.5 Κατασκευαστικά στοιχεία του συνθέτη συχνοτήτων.

Το MC145152-2 είναι ένα Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer το οποίο χρησιμοποιείται σε δέκτες και πομπούς στην περιοχή των VHF . Συνδυάζει και τα δύο τμήματα των counter και του phase detector που είδαμε στην προηγούμενη ανάλυση που κάναμε. Έχει δύο μετρητές N και A που προγραμματίζονται παράλληλα μέσω διακοπών (dip switches) , καθώς επίσης και on chip ταλαντωτή που χρησιμεύει για την παραγωγή του σήματος αναφοράς για τον συγκριτή φάσης.

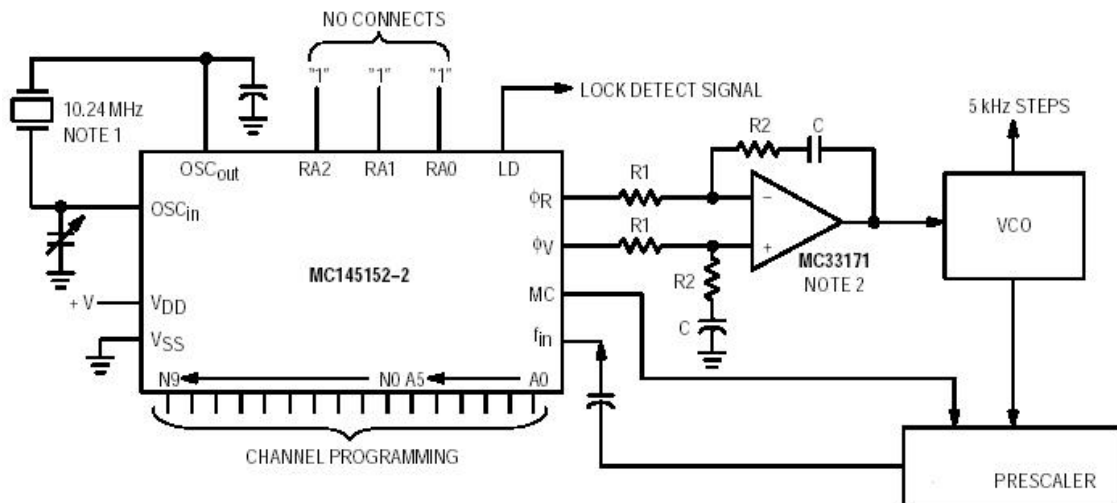


Σχήμα 3.18

Μπλοκ διάγραμμα του MC145152.



Επίσης στο ολοκληρωμένο κύκλωμα περιέχονται και βαθμίδες προσαρμογής , καθώς επίσης και ένδειξη lock detect . Το MC145152 έχει δυνατότητα διασύνδεσης με dual modulus prescaler για την επίτευξη έτσι υψηλότερων συχνοτήτων εκπομπής  
 Στο παρακάτω διάγραμμα (Βλέπε Σχήμα 3.19) φαίνεται μία τυπική εφαρμογή του synthesizer που είναι και αυτή που χρησιμοποιούμε στην παρούσα εργασία.



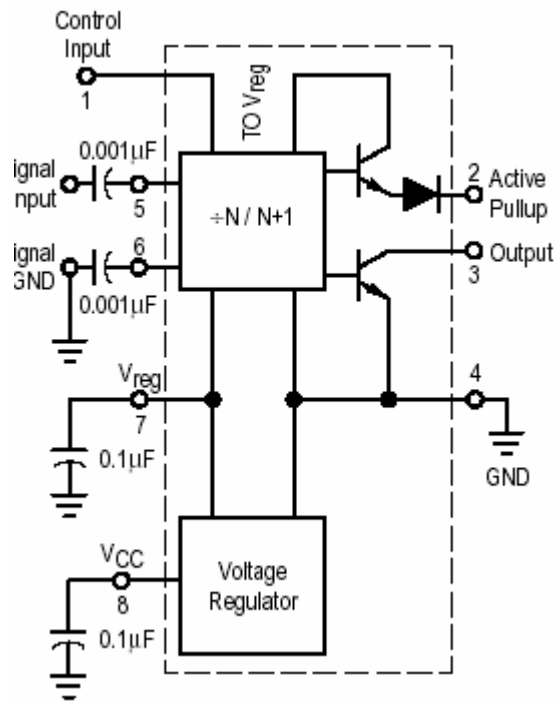
Σχήμα 3.19

Τυπική εφαρμογή MC145152-2 στην περιοχή των VHF.

### 3.6 Κατασκευαστικά στοιχεία Prescaler.

Ο Prescaler είναι στην ουσία ένας επιπλέον μετρητής/ διαιρέτης , ο οποίος κάνει ένα υποβιβασμό της συχνότητας εκπομπής σε χαμηλότερη συχνότητα , έτσι ώστε να είναι εντός των δυνατοτήτων των μετρητών του synthesizer . Το ολοκληρωμένο που χρησιμοποιούμε στην παρούσα κατασκευή είναι το MC12016 της Motorola , το οποίο έχει δυνατότητα λειτουργίας μέχρι τα 225MHz , και κάνει διαίρεση της συχνότητας κατά (÷41/42) .

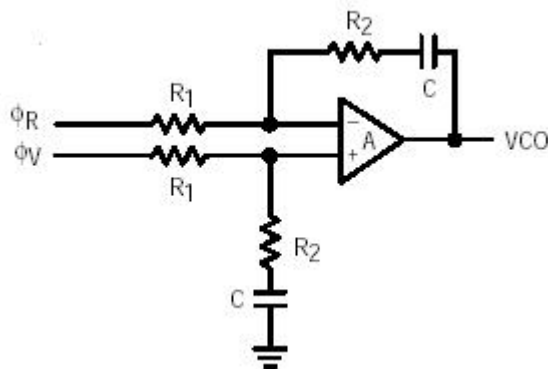
Βλέπουμε το διάγραμμα του MC12016 στο παρακάτω σχήμα. (Βλέπε Σχήμα 3.20)



**Σχήμα 3.20**  
Μπλοκ διάγραμμα του MC12016

### 3.7 Κατασκευαστικά στοιχεία Loop Filter.

Σαν loop filter στο PLL χρησιμοποιείται ένα ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο 2<sup>ου</sup> βαθμού. Ο τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιήθηκε και φαίνεται στο **Σχήμα 3.21** είναι το IC LM358 της National Semiconductor. Το φίλτρο αυτό έχει σαν σκοπό να διενεργήσει ένα σήμα αναφοράς για το VCO από τα δύο σήματα διαφοράς  $\Phi_R$  και  $\Phi_V$  του synthesizer, από τη μία, και από την άλλη να διαμορφώσει το σήμα αυτό σε μια μεταβαλλόμενη τάση ικανή να οδηγήσει το VCO με βήματα στην διόρθωση της κεντρικής συχνότητας εκπομπής. Σύμφωνα με το κατασκευαστή του synthesizer το LPF αυτό θα έχει την παρακάτω μορφή :



**Σχήμα 3.21**

Εάν ακολουθήσουμε Μ/Σ Laplace για τα σήματα εισόδου και εξόδου, προκύπτει ότι η συνάρτηση μεταφοράς του παραπάνω φίλτρου θα έχει την εξής μορφή :

$$F(s) = \frac{R_2 s C + 1}{R_1 s C}$$

Η δε φυσική συχνότητα του κυκλώματος θα ισούται με :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{N C R_1}}$$

Για μια τυπική σχεδίαση όμως η φυσική συχνότητα του κυκλώματος είναι :

$$\omega_n = \frac{2\pi f_r}{10}$$

Και ο συντελεστής απόσβεσης του κυκλώματος θα είναι :

$$\zeta = \frac{\omega_n R_2 C}{2} \cong 1$$

Αφού ορίσουμε τα απαραίτητα χαρακτηριστικά του πομπού μας , προκύπτει ο παρακάτω πίνακας :

Συχν. Λειτουργίας (MHz)	Μέγεθος Βήματος (KHz)	Division Ratio Nt	Kv (rad/sec/V)	Kφ (rad/sec/V)
124	5KHz	24800	46.05*10 <sup>6</sup>	1.273
125	5KHz	25000	46.05*10 <sup>6</sup>	1.273

**Πίνακας 3.22**

Συνεπώς οι τιμές των αντιστάσεων και των πυκνωτών για τα χαρακτηριστικά που έχουμε ορίσει , και που φαίνονται στο προηγούμενο σχήμα του loop filter και επιλύοντας αναλόγως τις εξισώσεις της προηγούμενης σελίδας έχουμε:

**R<sub>1</sub>=10KΩ R<sub>2</sub>=32KΩ και C=20nF**

### 3.8 Κατασκευαστικά στοιχεία του VCO.

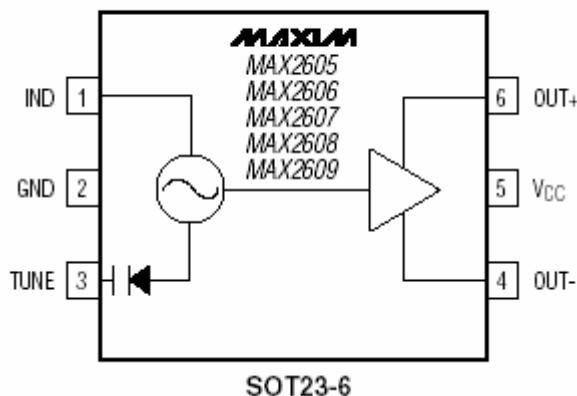
Σαν VCO στην παρούσα εργασία χρησιμοποιούμε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα και πιο συγκεκριμένα το MAX2606 της Maxim. Προτιμήθηκε η επιλογή ολοκληρωμένου κυκλώματος από ότι διακριτών υλικών , για τον λόγο ότι το συγκεκριμένο κύκλωμα έχει αρκετά καλά χαρακτηριστικά, και

αποφεύγονται τυχόν μη γραμμικές συμπεριφορές από τα διάφορα εξαρτήματα , οι οποίες σε καμία περίπτωση δεν είναι επιθυμητές και προβλέψιμες.

Το MAX2606 είναι ένα υψηλής απόδοσης IF-VCO σε μονολιθική συσκευασία κάτι που το κάνει κατάλληλο για εφαρμογές σε κινητά κτλ. Περιέχει ένα on-chip ταλαντωτή κάτι το οποίο μειώνει την ανάγκη για εξωτερικά εξαρτήματα για το χειρισμό του. Η συχνότητα λειτουργίας του VCO ρυθμίζεται εξωτερικά με την τοποθέτηση ενός απλού πηνίου. Η έξοδος του είναι είτε διαφορική είτε απλή. Οι εφαρμογές στις οποίες μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι διάφορες και μερικές από αυτές είναι : Cellular and PCS Mobile Phones, 2.4 GHz ISM Band , Land Mobile Radio κτλ.

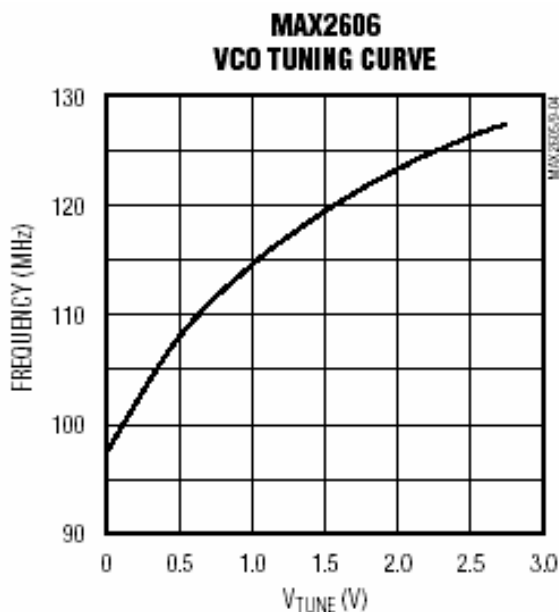
Το MAX2606 λειτουργεί σε ένα εύρος ζώνης από 70MHz έως 150MHz με θόρυβο φάσης -112 dBc/Hz.

TOP VIEW



Σχήμα 3.23

Μπλοκ διάγραμμα MAX2606.



Σχήμα 3.24

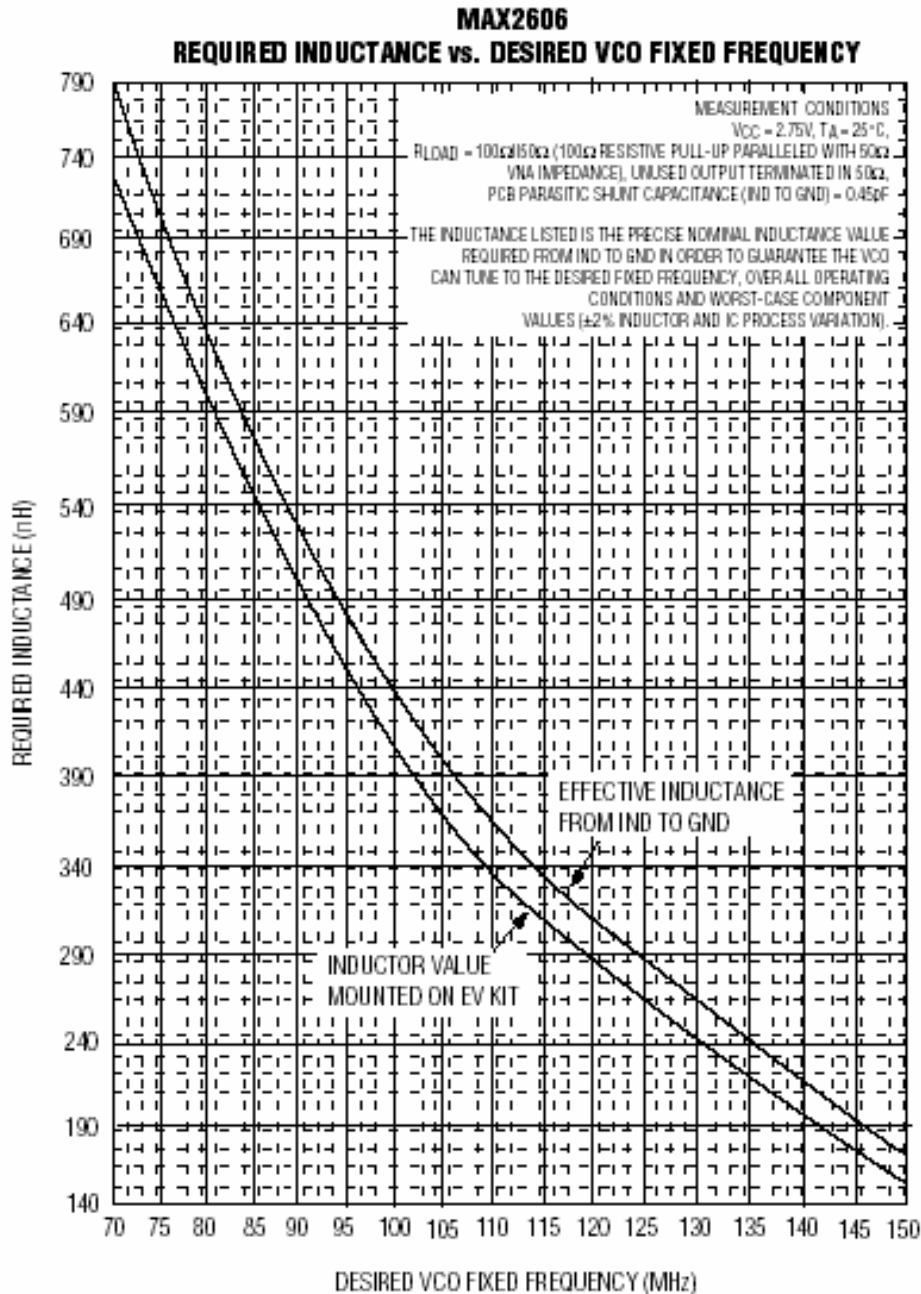
Καμπύλη λειτουργίας του MAX2606.

Εάν εξετάσουμε το γραμμικό μέρος λειτουργίας της προηγούμενης καμπύλης του VCO και πάρουμε την κλίση της, θα προκύψει το κέρδος του VCO και το οποίο είναι :

$$K_v = \frac{2\pi\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}}$$

Τελικά προκύπτει ότι  $K_v = 46,05 \cdot 10^6 \text{ rad/sec/V}$

Όπως είπαμε και νωρίτερα το MAX2606 έχει ένα εύρος λειτουργίας από 70 έως 150MHz. Για να καθοριστεί λοιπόν η κεντρική συχνότητα λειτουργίας του χρειάζεται η τοποθέτηση ενός πηνίου κατάλληλης τιμής. Η επιλογή αυτής της τιμής γίνεται από καμπύλες που μας δίνει ο κατασκευαστής (Βλέπε Σχήμα 3.25) .



**Σχήμα 3.25**

Απαιτούμενη αυτεπαγωγή συναρτήσει συχνότητας συντονισμού.

- ✓ Σύμφωνα λοιπόν με την παραπάνω καμπύλη, για να ταλαντώσει το VCO στα 125MHz χρειάζεται μια αυτεπαγωγή περίπου **290nH**.

---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.

### *Πειραματική Μελέτη Κατασκευής Μετρήσεις και Αποτελέσματα*

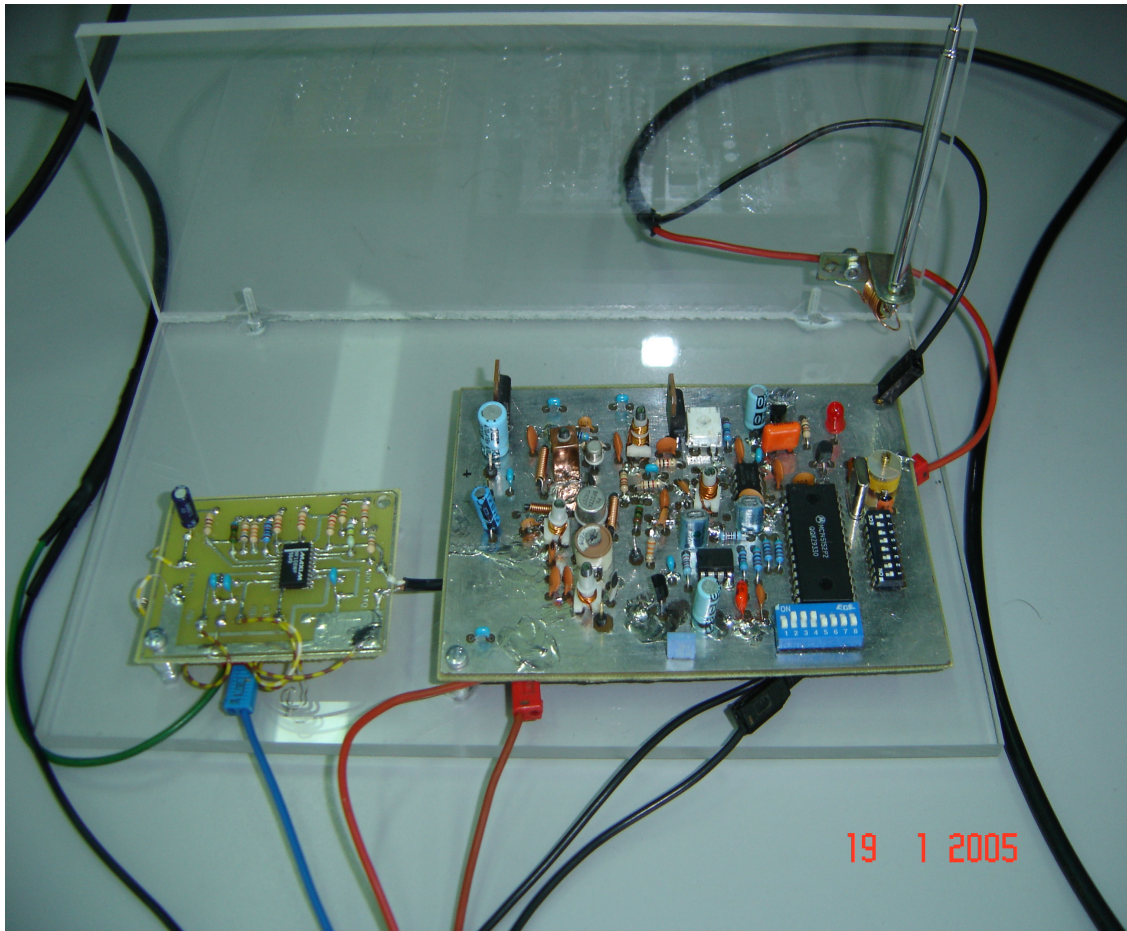
---

#### 4.1 Παρουσίαση GSMK πομπού.

Στις παρακάτω φωτογραφίες (Βλέπε Φώτο 4.5 και Φώτο 4.6) βλέπουμε συνολικά την κατασκευή του GSMK πομπού . Αριστερά παρατηρούμε το φίλτρο προδιαμόρφωσης δεδομένων και δεξιά το κύριο μέρος του πομπού με την χαρακτηριστική RF κατασκευή.

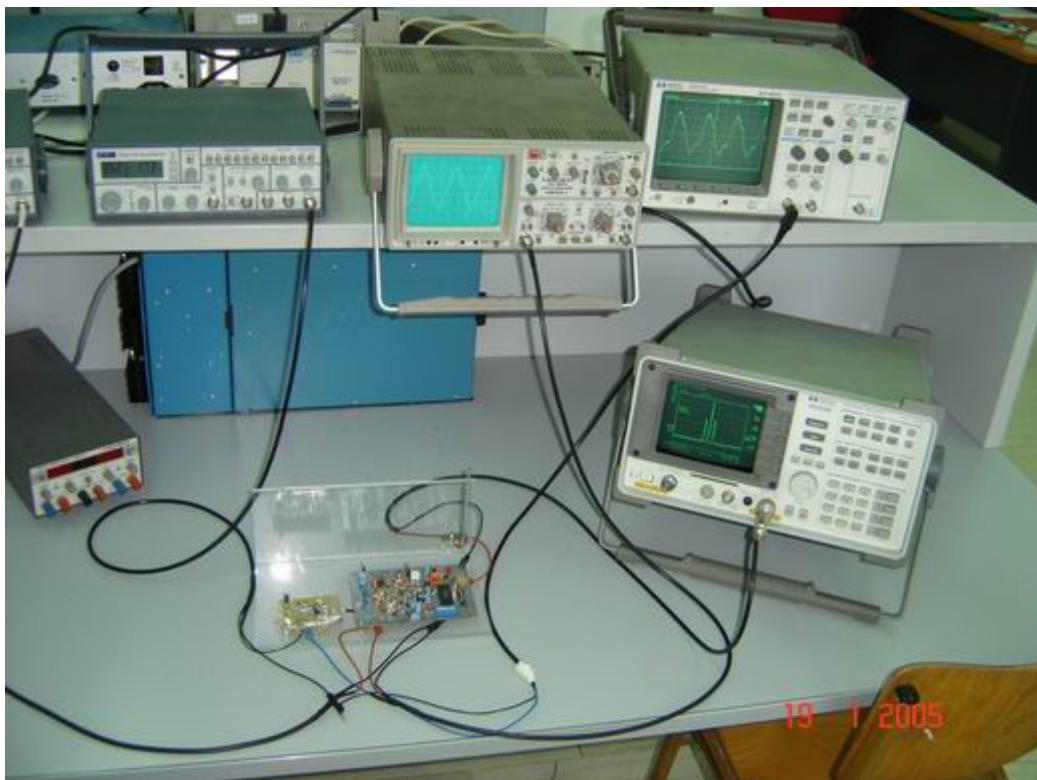


**Φωτογραφία 4.5**



**Φωτογραφία 4.6**

Στην φωτογραφία 4.7 παρατηρούμε τον εργαστηριακό εξοπλισμό κατά την διαδικασία λήψης των μετρήσεων.



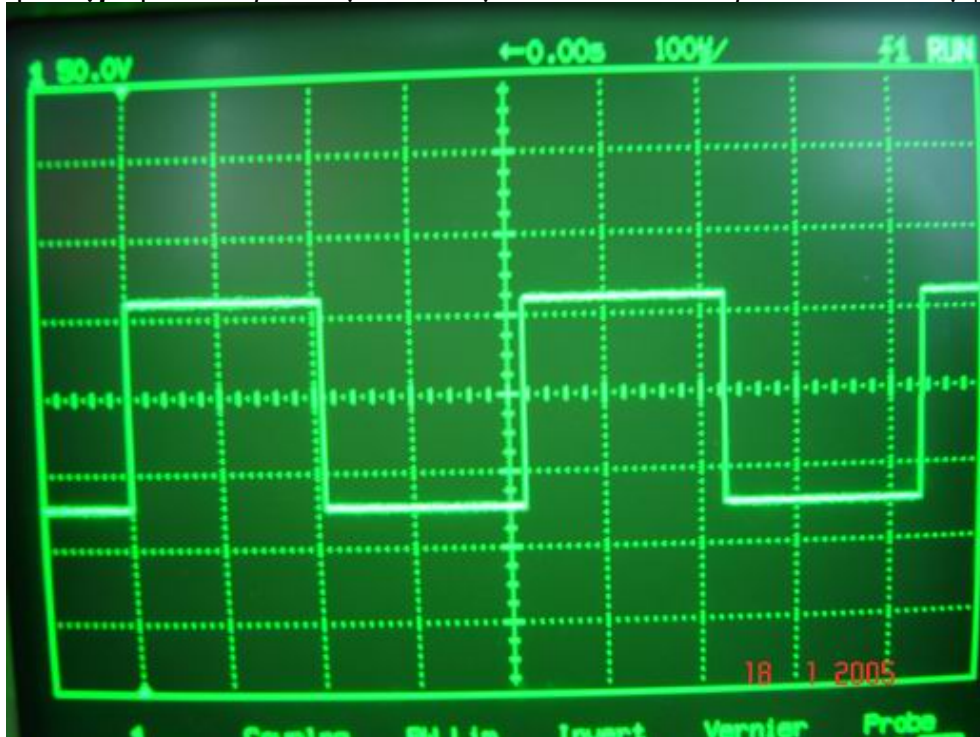
**Φωτογραφία 4.7**



## 4.2 Πειραματικές μετρήσεις και αποτελέσματα.

Αν και στην υλοποίηση συνολικά της κατασκευής αντιμετωπίσαμε αρκετά προβλήματα ως προς της συμπεριφορά και την συμβατότητα των διαφόρων βαθμίδων μεταξύ τους, τελικά μπορούμε να πούμε ότι το τελικό αποτέλεσμα είναι αρκετά ικανοποιητικό.

Στην παρακάτω **φωτογραφία 4.1** βλέπουμε τα δεδομένα εισόδου που πρόκειται να εκπεμφθούν.



**Φωτογραφία 4.1**

Στην περίπτωση μας χρησιμοποιήσαμε για δεδομένα εισόδου μια ακολουθία τετραγωνικών παλμών NRZ με χαρακτηριστικά :

$$F_{BR}=1.25Kbps \text{ και } V_o=1.36V_{pp}$$

Το CLK που χρησιμοποιήθηκε στο φίλτρο είναι της τάξης των 3.5MHz.

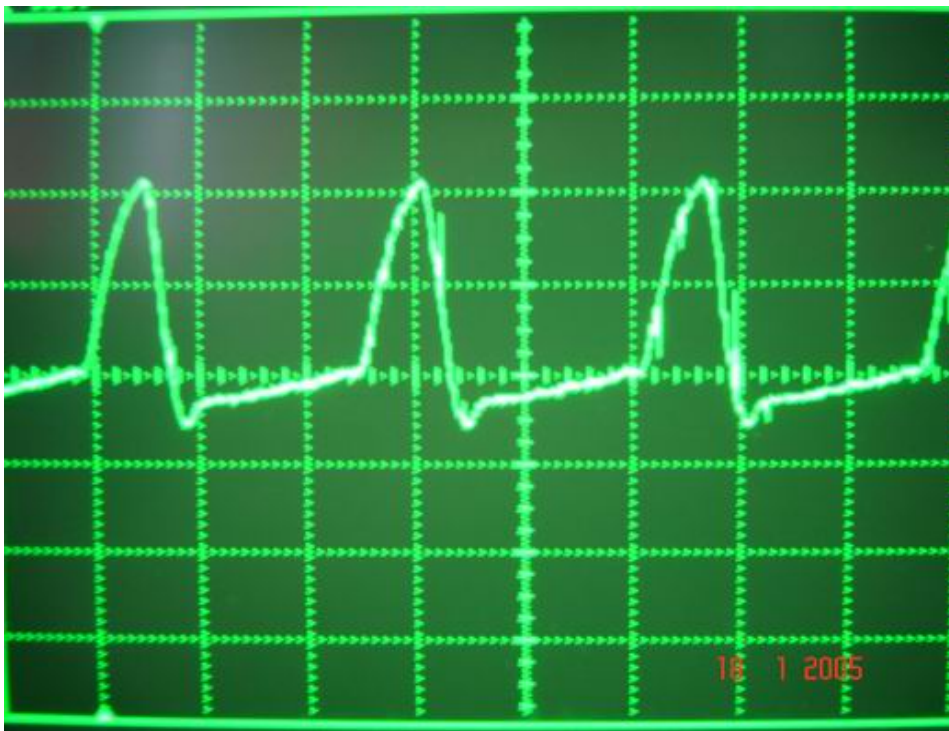
Στην συνέχεια (Φωτογραφία 4.2) βλέπουμε τα δεδομένα μετά την έξοδο τους από το φίλτρο προδιαμόρφωσης (GLPF). Όπως έχουμε αναφέρει και στην ανάλυση που έχει προηγηθεί, παρατηρούμε μια εξομάλυνση των απότομων αλλαγών στους τετραγωνικούς παλμούς των δεδομένων.



**Φωτογραφία 4.2**

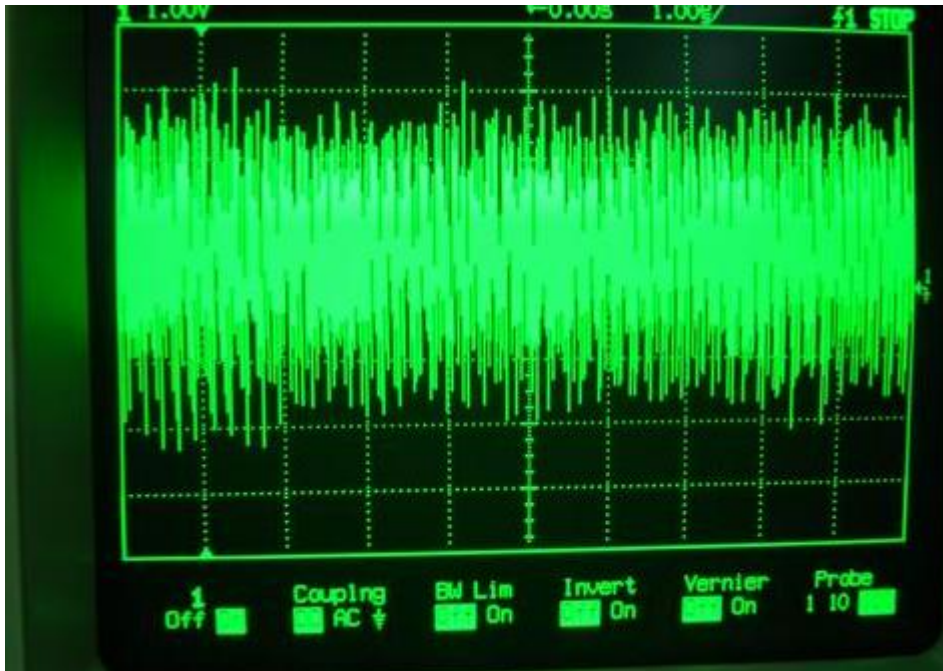
Δεδομένα εισόδου μετά το φίλτρο προδιαμόρφωσης.

Στην συνέχεια παρατηρούμε (βλέπε Φωτογραφία 4.3) το σήμα ταλάντωσης του VCO αφού έχει υποστεί διαίρεση από τον prescaler κατά 41 φορές. Έχουμε δηλαδή το σήμα στην είσοδο του synthesizer που θα χρησιμοποιηθεί για την σύγκριση με την αναφορά και την εξαγωγή του σφάλματος. Το σήμα είναι της τάξης των 3.048 MHz.



**Φωτογραφία 4.3**

Στην φωτογραφία 4.4 βλέπουμε την τελικό διαμορφωμένο κατά GMSK σήμα .



Φωτογραφία 4.4

## **Βιβλιογραφία:**

- [1] University of Hull Appendix D, "Digital Modulation and GMSK"
- [2] MX-COM, INC Mixed Signal ICs  
Application Note GMSK "Practical GMSK Data Transmission"
- [3] Motorola Freescale Semiconductor Inc.  
AN535, "Phase Locked Loop Design Fundamentals"
- [4] Motorola Freescale Semiconductor Inc.  
AN1207 "The MC145170 in Basic HF and VHF oscillators"
- [5] Phillips, [www.phillipsemiconductor.com](http://www.phillipsemiconductor.com)  
AN1997, "Phillips FM/IF systems for GMSK/GFSK receivers"
- [6] Murota, K. and Hirade, K., "GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony," IEEE Transactions on Communications, vol COM-29, No. 7. pp. 1044-1050, July 1981.
- [7] Pebbles, P. Jr., "Digital Communication Systems," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1987.
- [8] Sklar, B., "Digital Communications: Fundamentals and Applications," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.
- [9] "Cellular Digital Packet Data System Specification, Release 1.0," 1993.
- [10] "Radio/Modem Reference Design Guide, Issue 1, Revision 0," RAM Mobile Data, Woodbridge, NJ, 1991.
- [11] C. S. Lindquist, Active Network Design with Signal Filtering Applications, Steward & Sons, 1977.
- [12] Linear Data Book, National Semiconductor.
- [13] "Low complexity GMSK modulator for integrated circuit implementation", S. Grath and C. J. Burkley, Proceedings of IEEE VTC'90.
- [14] K. Feher, Digital Communications, Satellite/Earth Station Engineering, Prentice Hall, 1983.
- [15] Denis Daly, "Direct GMSK Generation Using Sigma-Delta Modulation"  
Division of Engineering Science Faculty of Applied Science and Engineering,  
University of Toronto