

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



HOÀNG THỊ HÙNG

**GIẢI PHÁP BÙ MÉO PHI TUYẾN
TRONG MÁY THU SỐ ĐA KÊNH BĂNG RỘNG**

LUẬN VĂN THẠC SĨ KỸ THUẬT
(Theo định hướng ứng dụng)

HÀ NỘI - 2019

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



HOÀNG THỊ HÙNG

**GIẢI PHÁP BÙ MÉO PHI TUYẾN
TRONG MÁY THU SỐ ĐA KÊNH BĂNG RỘNG**

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 8.52.02.08

LUẬN VĂN THẠC SĨ KỸ THUẬT
(Theo định hướng ứng dụng)

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

TS. NGUYỄN VIỆT HÙNG

HÀ NỘI - 2019

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi và dưới sự hướng dẫn của TS. Nguyễn Việt Hưng. Các số liệu, kết quả nêu trong luận văn là trung thực và chưa từng được ai công bố trong bất kỳ công trình nào khác.

Tác giả luận văn

HOÀNG THỊ HƯNG

LỜI CẢM ƠN

Đầu tiên, học viên xin gửi lời cảm ơn chân thành đến tất cả các thầy cô trong khoa Quốc tế và Sau đại học - Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông đã luôn nhiệt tình hướng dẫn, truyền đạt kiến thức trong suốt thời gian học tập tại trường, là nền tảng giúp học viên có thể thực hiện luận văn tốt nghiệp này.

Học viên xin chân thành cảm ơn TS. Nguyễn Việt Hưng, công tác tại Khoa viễn thông 1 - Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, đã tận tình hướng dẫn học viên hoàn thành luận văn này.

Học viên xin chân thành cảm ơn các bạn bè đã sát cánh giúp học viên có được những kết quả như ngày hôm nay.

Đề tài nghiên cứu của luận văn có nội dung bao phủ rộng. Tuy nhiên, thời gian nghiên cứu còn hạn hẹp. Vì vậy, luận văn có thể có những thiếu sót. Học viên rất mong nhận được sự đóng góp ý kiến của các thầy cô và các bạn.

Luận án này được thực hiện và được hỗ trợ nghiên cứu bởi đề tài khoa học và công nghệ cấp nhà nước “Nghiên cứu thiết kế, chế tạo hệ thống thông tin di động chuyên dụng chuyển tiếp vệ tinh phục vụ vùng sâu vùng xa, biển đảo và các trường hợp khẩn cấp”. Mã số: VT-CN.04/18-20, do TS. Nguyễn Ngọc Minh là chủ nhiệm đề tài.

Xin chân thành cảm ơn!

Tác giả luận văn

HOÀNG THỊ HƯNG

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN.....	iii
LỜI CẢM ƠN	iv
MỤC LỤC.....	v
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU, CHỮ VIẾT TẮT	vii
DANH MỤC CÁC BẢNG.....	ix
DANH MỤC CÁC HÌNH.....	x
MỞ ĐẦU.....	1
CHƯƠNG 1. ẢNH HƯỞNG CỦA MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ	5
1.1 Giới thiệu chương	5
1.2 Cấu trúc máy thu đổi tần trực tiếp.....	5
1.2.1 Khái quát về máy thu đổi tần trực tiếp sử dụng bộ trộn cầu phương tương tự.....	5
1.2.2 Máy thu số hóa trực tiếp tín hiệu RF	7
1.3 Các loại méo trong máy thu số.....	8
1.3.1 Thành phần DC-offset.....	9
1.3.2 Méo do mất cân bằng hai kênh cầu phương IQ.....	11
1.3.3 Méo do phi tuyến của khuếch đại RF.....	12
1.4 Mô hình phi tuyến của máy thu đổi tần trực tiếp	13
1.4.1 Méo phi tuyến thành phần RF.....	14
1.4.2 Mô hình phi tuyến của mất cân bằng I/Q.....	16
1.4.3 Mô hình phi tuyến tại băng cơ sở.....	17
1.5 Ảnh hưởng méo của KĐRF và mô hình phi tuyến trong máy thu đổi tần trực tiếp.....	18
1.5.1 Méo phi tuyến của KĐRF.....	18
1.5.2 Ảnh hưởng phi tuyến do KĐRF đến máy thu dùng bộ trộn cầu phương tương tự	20

1.5.3 Ảnh hưởng phi tuyến do KDRF đến máy thu số hóa trực tiếp.....	24
1.6 Kết luận chương	30
CHƯƠNG 2. GIẢI PHÁP BÙ MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ.....	31
2.1 Bù méo phi tuyến với thuật toán nhận dạng mù trong miền thời gian.....	31
2.1.1 Mô hình bù méo.....	32
2.1.2 Thuật toán bù phi tuyến mù.....	33
2.2 Sử dụng kênh thu phụ tuyến tính làm tham chiếu để xử lý méo.....	35
2.2.1 Giảm méo phi tuyến LNA sử dụng máy thu tham chiếu với kỹ thuật oversampling	36
2.1.2 Giảm méo phi tuyến LNA sử dụng kênh thu tham chiếu với kỹ thuật under-sampling	37
2.3 Mô tả thuật toán giảm méo bằng cách tái tạo và trừ méo	40
2.4 Giảm méo bằng cách nghịch đảo méo	43
2.5 Kết luận chương	44
CHƯƠNG 3. MÔ PHỎNG ĐÁNH GIÁ CÁC GIẢI PHÁP	45
BÙ MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ	45
3.1 Mô phỏng méo phi tuyến	45
3.1.1 Mô phỏng méo phi tuyến tại RF.....	45
3.1.2 Mô phỏng méo sinh ra do mất cân bằng I/Q	47
3.1.3 Mô phỏng méo phi tuyến gây ra bởi bộ khuếch đại băng cơ sở	48
3.2 Mô tả giải pháp giảm méo bằng cách trừ và nghịch đảo trong máy thu đổi tần trực tiếp	50
3.2.1 Giảm méo phi tuyến bằng cách trừ và nghịch đảo trong máy thu dùng trộn tương tự	52
3.2.2 Giảm méo phi tuyến bằng cách trừ và nghịch đảo méo trong máy thu số hóa trực tiếp	55
3.3 Kết luận chương	58
KẾT LUẬN.....	59
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	60

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU, CHỮ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
ADC	Analog-to-Digital Converter	Bộ chuyển đổi tương tự sang số
AGC	Automatic Gain Control	Tự động điều khiển hệ số khuếch đại
AM–AM	Amplitude Modulation– Amplitude Modulation	Điều chế biên độ - điều chế biên độ
AM–PM	Amplitude Modulation–Phase Modulation	Điều chế biên độ - điều chế pha
BB	Base Band	Băng cơ sở
BER	Bit Error Rate	Tỷ số lỗi bit
DCR	Direct-Conversion Receiver	Máy thu chuyển đổi trực tiếp
DSP	Digital Signal Processing	Xử lý tín hiệu số
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo tần số
GPS	Generalized Power Series	Chuỗi năng lượng tổng quát
IF	Intermediate Frequency	Tần số trung tần
IIP3	Input Third-Order Intercept Point	Điểm cắt bậc 3 đầu vào
IMD	Intermodulation Ratio	Tỷ số méo xuyên điều chế

Từ viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
IMD2	Second Order Intermodulation Distortion	Méo xuyên điều chế giao thoa bậc 2
LNA	Low Noise Amplifier	Bộ khuếch đại tạp âm thấp
LO	Local Osillator	Bộ dao động nội
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
SDR	Software Difined Radio	Vô tuyến định nghĩa bằng phần mềm
KĐRF		Khuếch đại RF

DANH MỤC CÁC BẢNG

Bảng 1: Tần số, mức năng lượng và dạng điều chế của các kênh RF mô phỏng	52
Bảng 2: BER trước và sau khi sửa méo với phương pháp trừ và nghịch đảo méo trong máy thu dùng trộn tương tự	54
Bảng 3: BER trước và sau khi sửa méo với phương pháp trừ và nghịch đảo méo trong máy thu số hóa trực tiếp RF.....	58

DANH MỤC CÁC HÌNH

Hình 1.1: Cấu trúc của DCR dùng trộn cầu phương tương tự	6
Hình 1.2: Dải tần làm việc của máy thu dùng trộn cầu phương tương tự	6
Hình 1.3: Dải tần làm việc của số hóa trực tiếp tín hiệu RF	7
Hình 1.4: Cấu trúc DDCR số hóa tín hiệu RF	8
Hình 1.5: Nguyên nhân sinh ra thành phần DC-offset trong DCR	10
Hình 1.6: Giải pháp chuyển hạ tần số để loại bỏ DC-offset	11
Hình 1.7: Nguyên nhân của méo do mất cân bằng I/Q	12
Hình 1.8: Đồ thị mô tả các tham số của KĐRF	13
Hình 1.9: Mô hình méo Hammerstein cho RF, mất cân bằng IQ và băng gốc	15
Hình 1.10: Mô hình phi tuyến BB đơn giản cho máy thu số trực tiếp	17
Hình 1.11: Méo sinh ra của KĐRF phi tuyến khi tín hiệu vào là 2-tone f_1 và f_2	19
Hình 1.12: Mô hình phi tuyến của KĐRF (a) và ảnh hưởng của méo giữa các kênh sóng mang dùng bộ trộn cầu phương tương tự (b)	22
Hình 1.13: Mô hình phi tuyến của KĐRF cho máy thu dùng bộ trộn cầu phương tương tự	23
Hình 1.14: Méo phi tuyến của KĐRF	23
Hình 1.15: Sơ đồ cấu trúc đa kênh của máy thu số hóa trực tiếp	24
Hình 1.16: Mô hình phi tuyến của KĐRF cho máy thu số hóa trực tiếp	25
Hình 1.17: Ảnh hưởng của méo phi tuyến của KĐRF tới máy thu số hóa trực tiếp	26
Hình 1.18: Các thành phần méo sinh ra bởi KĐRF với máy thu số hóa trực tiếp	26
Hình 1.19: Ảnh hưởng do méo KĐRF của kênh có mức cao tới kênh có mức thấp trong máy thu số hóa trực tiếp	27
Hình 1.20: Mô phỏng ảnh hưởng của méo do phi tuyến của KĐRF đối với kênh ở gần (a) và ở cách xa kênh gây méo (b)	28
Hình 1.21: Kiểm tra thực tế ảnh hưởng của méo do phi tuyến của KĐRF đối với kênh ở gần (a) và ở cách xa kênh gây méo (b)	29
Hình 2.1: Sơ đồ bù méo	31
Hình 2.2: Mô hình bù méo đề xuất	32

Hình 2.3: Sơ đồ thực hiện giảm méo bằng cách trừ méo	40
Hình 2.4: Sơ đồ xử lý méo phi tuyến bằng cách nghịch đảo méo	43
Hình 3.1: Phổ tín hiệu 2 tần số	46
Hình 3.2: Méo phi tuyến do LNA tác động lên máy thu	47
Hình 3.3: Méo phi tuyến gây ra do mất cân bằng I/Q	48
Hình 3.4: Méo phi tuyến gây ra bởi bộ khuếch đại băng cơ sở	49
Hình 3.5: Mô hình DCR với các giải pháp tuyến tính hóa	50
Hình 3.6: Độ hội tụ của hệ số phi tuyến bậc 3	53
Hình 3.7: Phổ tín hiệu 2-tone trước và sau xử lý méo	54
Hình 3.8: Phổ tín hiệu trước và sau khi giảm méo	55
Hình 3.9: Phổ tín hiệu trước và sau khi giảm méo trong máy thu số hóa trực tiếp ..	57

MỞ ĐẦU

Những năm gần đây sự xuất hiện của công nghệ vô tuyến định nghĩa bằng phần mềm (SDR) đã và đang mở ra những bước tiến nhảy vọt trong việc phát triển hệ thống thông tin hiện đại. Một trong những thiết bị đi đầu trong việc ứng dụng công nghệ SDR nói trên chính là dòng máy thu vô tuyến số băng rộng đa kênh. Tuy nhiên, một trong những vấn đề vấp phải trong quá trình nghiên cứu dòng máy thu này chính là giải quyết bài toán về méo. Méo ở đây có thể sinh ra do các thành phần phi tuyến, méo do mất cân bằng IQ của bộ trộn cầu phương hoặc méo hình thành từ DC offset. Trong đó, ảnh hưởng của méo phi tuyến đối với máy thu là khá nghiêm trọng. Vì vậy, việc nghiên cứu giải pháp bù méo phi tuyến trong máy thu số là một vấn đề hết sức cần thiết.

Mặt khác nguyên nhân hình thành chính của méo phi tuyến phần lớn là do các thành phần phi tuyến trong mạch (các bộ khuếch đại, các linh kiện điện tử tích cực...). Do đó, việc nghiên cứu giải pháp bù méo phi tuyến trong máy thu số gặp rất nhiều khó khăn.

Trên thế giới việc nghiên cứu kỹ thuật bù méo phi tuyến cho các dòng máy thu số được phát triển những năm gần đây. Song chỉ một số hãng cung cấp thiết bị lớn trên thế giới như Rockwell Collins, Harris, Icom... mới nghiên cứu thành công và cho ra sản phẩm các dòng máy thu số vô tuyến điện sóng ngắn băng rộng.

Trong lĩnh vực vô tuyến điện quân sự tại Việt Nam hiện nay, các dòng máy thu phát tương tự đã đạt được những bước phát triển lớn khi mà tất cả chỉ tiêu của các sản phẩm này tương đương với các dòng máy nhập khẩu từ nước ngoài. Tuy nhiên dòng máy thu số băng rộng đang được nghiên cứu, phát triển đang gặp khó khăn trong việc giảm thiểu méo phi tuyến.

Xuất phát từ thực tế trên, học viên chọn đề tài “Giải pháp bù méo phi tuyến trong máy thu số đa kênh băng rộng” nhằm nâng cao chất lượng các dòng máy thu số đa kênh băng rộng.

Tổng quan về vấn đề nghiên cứu:

Vấn đề nghiên cứu tác động của méo phi tuyến và kỹ thuật bù méo cho máy thu số đa kênh băng rộng được nghiên cứu rộng rãi trên thế giới trong những năm gần đây. Từ những năm 2013, các tạp chí khoa học uy tín trên thế giới như IEEE đưa ra các giải pháp nhằm giảm thiểu méo phi tuyến trong máy thu số đa kênh băng rộng. Tuy nhiên tại Việt Nam việc nghiên cứu về máy thu số đa kênh và các giải pháp nâng cao chất lượng các dòng máy thu này vẫn là chủ đề mới.

Đề tài sẽ tìm hiểu về tổng quan về cấu trúc của máy thu số và những ảnh hưởng của méo phi tuyến tới chất lượng máy thu số. Đề tài tập trung nghiên cứu các giải pháp bù méo phi tuyến nằm trong các thành phần như bộ khuếch đại tạp âm thấp RF (LNA), bộ trộn cầu phương và các bộ khuếch đại cầu phương băng cơ sở. Trên các cơ sở tìm hiểu toán học đó đưa ra các kịch bản mô phỏng, sử dụng công cụ mô phỏng để mô phỏng và đánh giá các giải pháp xử lý được nêu ra.

Mục đích nghiên cứu:

Mục tiêu của đề tài là làm rõ ảnh hưởng của méo phi tuyến do các bộ khuếch đại, bộ trộn tới chất lượng máy thu số đa kênh băng rộng, nghiên cứu các kỹ thuật nhằm giảm méo phi tuyến và từ đó tiến hành mô phỏng các kỹ thuật đó trên công cụ mô phỏng Matlab, từ đó có thể kiểm tra đánh giá hiệu quả việc áp dụng các kỹ thuật xử lý trên.

Đối tượng và phạm vi nghiên cứu:

Đối tượng nghiên cứu: Máy thu số đa kênh băng rộng.

Phạm vi nghiên cứu: Đề tài tập trung vào kỹ thuật xử lý méo phi tuyến trong máy thu số đa kênh băng rộng.

Phương pháp nghiên cứu:

Phương pháp lý thuyết: Thu thập, nghiên cứu các tài liệu khoa học để đưa ra cơ sở toán học cho việc đánh giá về kỹ thuật bù méo phi tuyến trong máy thu số đa kênh băng rộng.

Phương pháp mô phỏng: sử dụng công cụ mô phỏng Matlab để mô phỏng, từ kết quả mô phỏng sẽ đưa ra nhận xét, đánh giá về các phương án đã nêu.

Bố cục luận văn:

Luận văn gồm các nội dung được tổ chức như sau:

CHƯƠNG 1: ẢNH HƯỞNG CỦA MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ

Chương này trình bày khái quát về máy thu số hóa và đổi tần trực tiếp dải rộng và các yếu tố ảnh hưởng đến tham số thu cần giải quyết trong thiết kế như thành phần DC-offset, méo do mất cân bằng IQ, méo phi tuyến... Cụ thể các nội dung như sau:

- Cấu trúc máy thu số hóa và đổi tần trực tiếp
- Ảnh hưởng của thành phần DC-offset, méo do mất cân bằng IQ và cách khắc phục
- Ảnh hưởng của méo phi tuyến do khuếch đại LNA trong máy thu số hóa và đổi tần trực tiếp đa kênh băng rộng

CHƯƠNG 2: GIẢI PHÁP BÙ MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ

Nội dung chương 2 trình bày một số giải pháp giảm méo phi tuyến do khuếch đại LNA cho máy thu số đa kênh băng rộng. Các kỹ thuật này được nghiên cứu trên miền số tức là tín hiệu trước khi được xử lý đã được số hóa.

- Giảm méo phi tuyến tại cao tần sử dụng kênh thu tham chiếu phụ tuyến tính bằng cách nghịch đảo phi tuyến
- Giảm méo phi tuyến tại cao tần sử dụng kênh thu tham chiếu phụ tuyến tính bằng cách trừ méo
- Giảm méo phi tuyến tại băng gốc dùng kênh thu tham chiếu phụ tuyến tính

CHƯƠNG 3: MÔ PHỎNG ĐÁNH GIÁ CÁC GIẢI PHÁP BÙ MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ

Nội dung chương thực hiện mô phỏng và đánh giá các giải pháp xử lý méo phi tuyến do LNA trong máy thu số hóa và đổi tần trực tiếp đa kênh băng rộng được mô tả trong chương 2:

Mô phỏng hiệu quả các giải pháp giảm méo thông qua phổ tín hiệu trước và sau xử lý.

Mô phỏng hiệu quả giảm méo thông qua tỷ lệ lỗi bit trước và sau xử lý.

CHƯƠNG 1. ẢNH HƯỞNG CỦA MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ

1.1 Giới thiệu chương

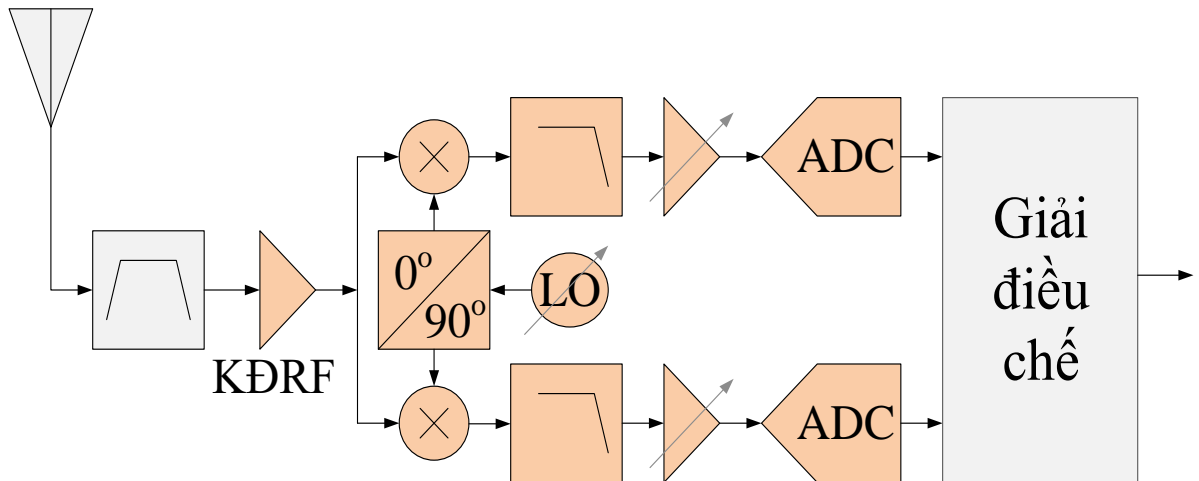
Máy thu kỹ thuật số đã thực hiện cách mạng hóa các hệ thống điện tử cho nhiều ứng dụng bao gồm truyền thông, thu thập dữ liệu và xử lý tín hiệu. Để đánh giá đầy đủ các lợi ích của máy thu kỹ thuật số, đầu tiên chương này sẽ trình bày về cấu trúc tổng quan của máy thu. Sau đó cấu trúc bên trong của máy thu kỹ thuật số trực tiếp băng rộng sẽ được mô tả. Cuối cùng, một số vấn đề gặp phải khi thực hiện máy thu số trực tiếp băng rộng.

1.2 Cấu trúc máy thu đổi tần trực tiếp

1.2.1 Khái quát về máy thu đổi tần trực tiếp sử dụng bộ trộn cầu phương tương tự

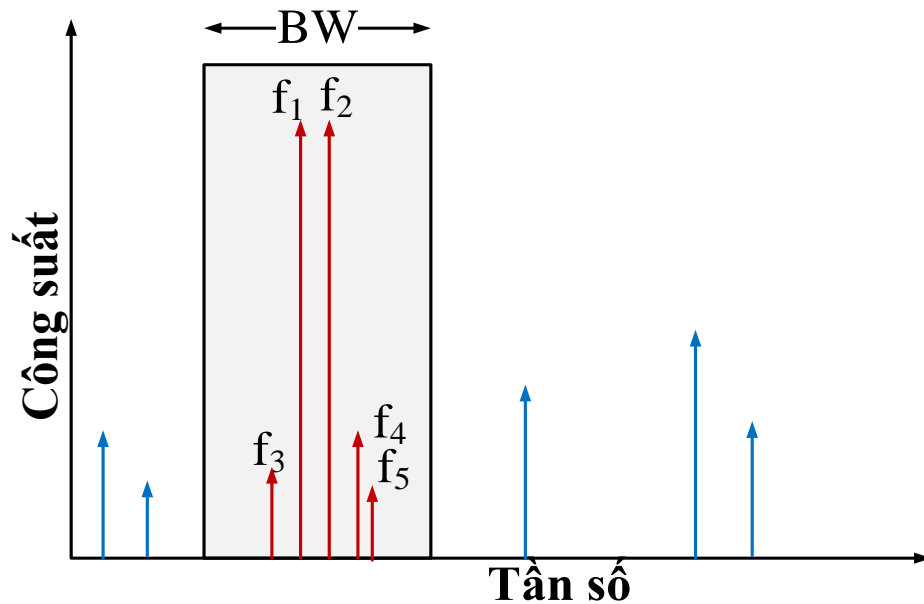
Với sự phát triển về công nghệ chế tạo IC, các bộ chuyển đổi ADC tốc độ cao và các bộ khuếch đại dải rộng và trộn cầu phương tương tự tích hợp cao ra đời [6, 7, 8, 9] thì cấu trúc đổi tần trực tiếp (DCR) đang là xu hướng thiết kế các máy thu hiện nay [1, 2, 3, 4, 5]. Cấu trúc này có một số lợi thế trong thiết kế và sử dụng là cấu trúc đơn giản không có nhiều trung tần và nhiễu ảnh. Nhưng có một số khó khăn trong thiết kế là xuất hiện thành phần DC-offset, méo do mất cân bằng I/Q và méo do phi tuyến của bộ khuếch đại RF [4, 5]. Các yếu tố ảnh hưởng này tác động đến máy thu tùy theo cấu trúc và chức năng của từng loại. Các phân tích dưới đây sẽ trình bày chi tiết.

Do giới hạn về công nghệ hiện nay, tốc độ lấy mẫu của bộ chuyển đổi ADC dải động rộng chỉ đạt khoảng vài GHz [6, 7] nên với các máy thu tần số cao hàng chục GHz trở lên phải sử dụng cấu trúc chuyển hạ tần số bằng bộ trộn cầu phương tương tự. Với DCR dùng trộn cầu phương tương tự thì tín hiệu RF sau anten được khuếch đại và trộn xuống tần số thấp hoặc băng gốc bằng một bộ trộn cầu phương tương tự. Tín hiệu được số hóa bằng hai bộ chuyển đổi tương tự - số (ADC) tốc độ thấp. Giải điều chế và xử lý thông tin được thực hiện trong miền số bằng DSP hoặc FPGA. Cấu trúc máy thu loại này được thể hiện trong Hình 1.1.



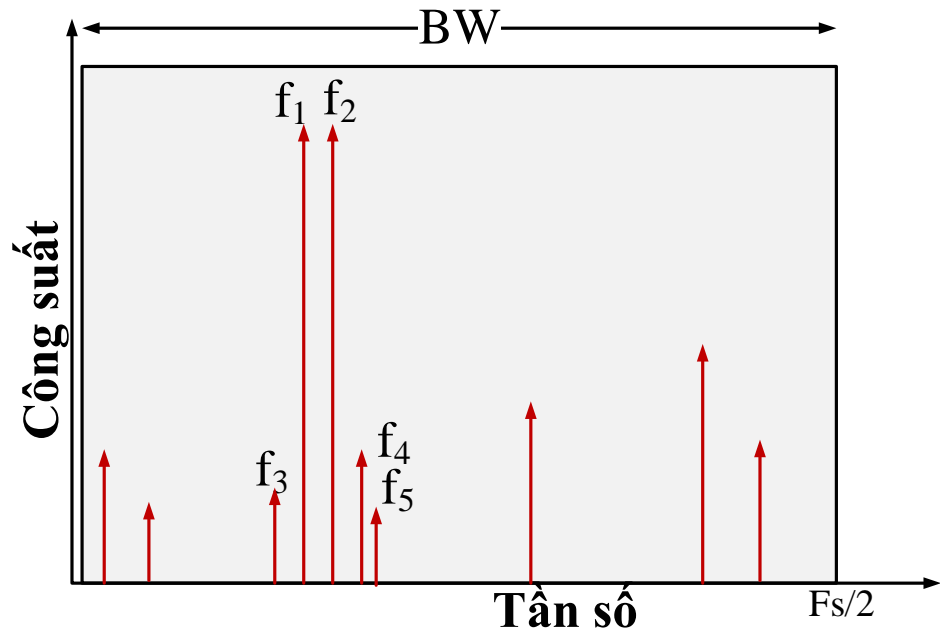
Hình 1.1: Cấu trúc của DCR dùng trộn cầu phương tương tự

Với cấu trúc này, máy thu có thể làm việc ở chế độ đa kênh, băng rộng. Nhiều tín hiệu có thể được thu và giải điều chế đồng thời. Tuy nhiên các kênh sóng mang ở gần nhau như thể hiện trong Hình 1.2. Một số ADC dải động rộng, tốc độ cao được chế tạo cho phép số hóa trực tiếp tín hiệu RF từ anten và máy thu số hóa và đổi tần trực tiếp từ RF cũng là lựa chọn thiết kế cho máy thu hiện nay. Cấu trúc và đặc điểm máy thu loại này được mô tả trong Mục 1.2.2 sau đây.



Hình 1.2: Dải tần làm việc của máy thu dùng trộn cầu phương tương tự

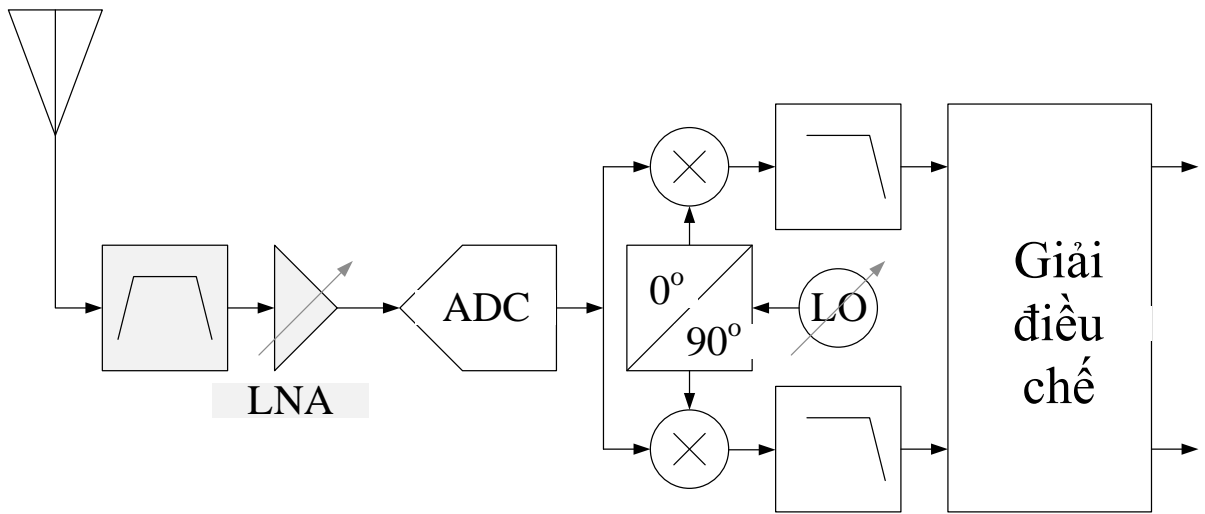
1.2.2 Máy thu số hóa trực tiếp tín hiệu RF



Hình 1.3: Dải tần làm việc của số hóa trực tiếp tín hiệu RF

Máy thu số hóa và đổi tần trực tiếp được biết đến với khái niệm Software Defined Radio lý tưởng [1, 2, 4]. Tín hiệu RF từ anten được khuếch đại và chuyển thành tín hiệu số bằng ADC dải động rộng tốc độ cao [1, 2, 4]. Các bộ chuyển hạ tần số DDC được thực hiện trong miền số. Hầu hết toàn bộ dải tần từ DC đến RF được số hóa đồng thời, do đó cấu trúc này cho phép thiết kế máy thu làm việc toàn dải và các kênh sóng mang có thể ở cách rất xa nhau như thể hiện trên Hình 1.3 [1, 2].

Máy thu đổi tần trực tiếp với cấu trúc như Hình 1.4 có thể số hóa đồng thời một dải tần rộng từ DC đến một nửa tần số lấy mẫu của ADC. Cấu trúc này cho phép thiết kế các máy thu làm việc đồng thời với đa kênh, nhiều chế độ và dạng điều chế khác nhau. Các bộ dao động LO, trộn, các bộ lọc và giải điều chế sẽ được thực hiện ngay trong miền số như FPGA. Để đảm bảo các tham số của máy thu như tần số làm việc và độ nhạy thì ADC dải động rộng và tốc độ cao được sử dụng. Hiện nay với dải tần sóng ngắn và sóng cực ngắn, các ADC 16 bit tốc độ lấy mẫu hàng trăm MHz đã được dùng cho thiết kế các máy thu thực tế [1, 2, 3].



Hình 1.4: Cấu trúc DDCR số hóa tín hiệu RF

Như trên đã trình bày, trong cấu trúc của một máy thu thì phần chuyển đổi ADC có vai trò quan trọng, yêu cầu đối với chúng không chỉ là tốc độ chuyển đổi mà phải có độ chính xác, sai số do lượng tử hoá hay xấp xỉ hoá phải ở mức cho phép. Ngoài sử dụng các bộ xử lý tín hiệu số tốc độ cao như FPGA thì cấu trúc cơ bản của một thiết bị máy thu số còn có các phần chức năng quan trọng khác như: các mạch cao tần phải đảm bảo độ tuyến tính trên một dải tần rộng, chuyển chế độ nhanh và khuếch đại công suất cho nhiều sóng mang khác nhau, cho các dạng tín hiệu khác nhau, các bộ trộn DDC, các bộ lọc số, các mạch cân bằng... cũng cần phải được thiết kế để đảm bảo yêu cầu hoạt động trên dải tần rộng với sự đa dạng của chế độ công tác.

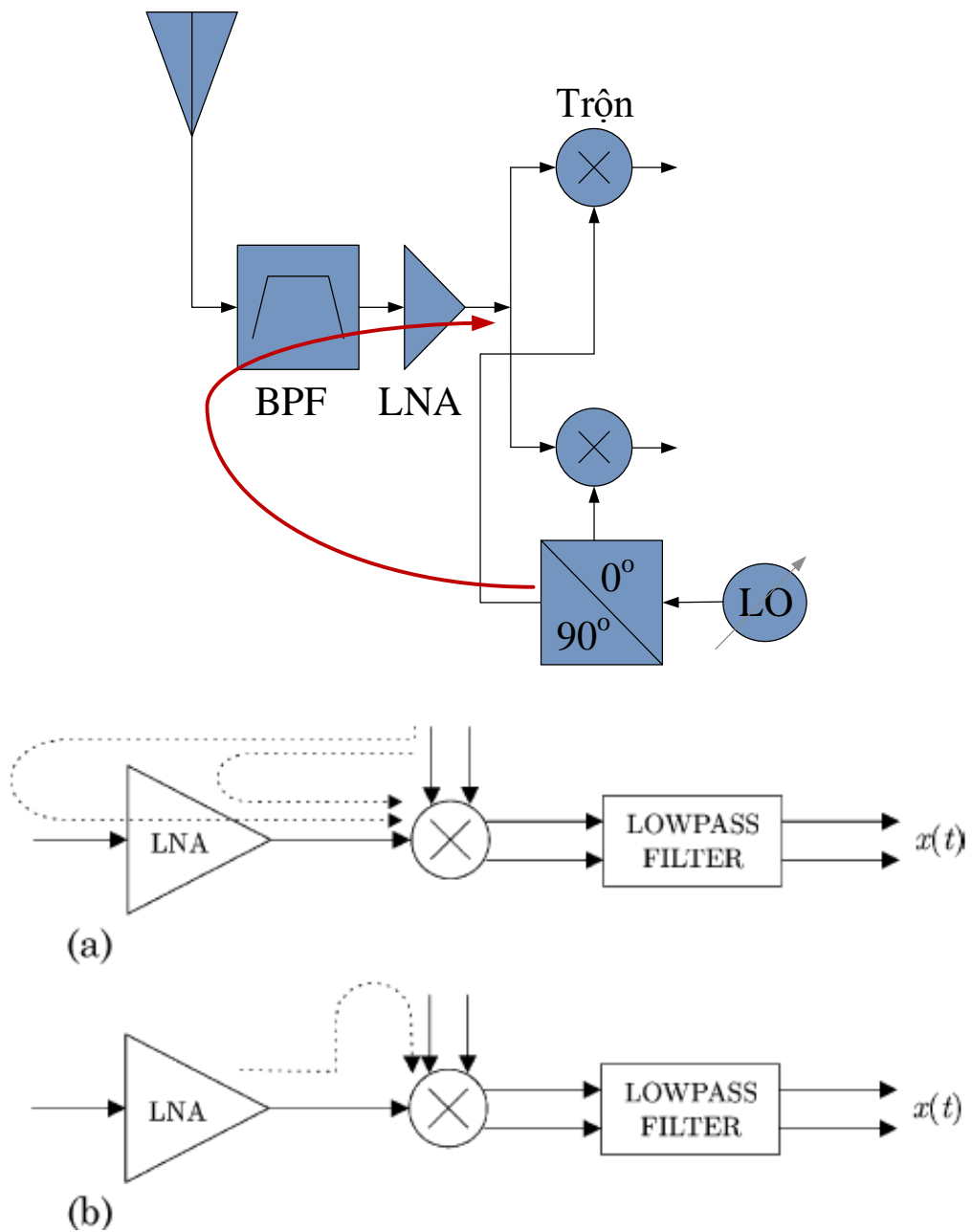
Khác với ADCR thì trong DDCR không có bộ trộn và dao động cầu phương tương tự nên hai thành phần là DC-offset và méo do mất cân bằng I/Q không còn ảnh hưởng. Nhưng do phải làm việc với dải tần rộng nên méo sinh ra do phi tuyến của LNA là nghiêm trọng và cần được xử lý.

1.3 Các loại méo trong máy thu số

Máy thu băng rộng thường nhạy cảm với méo phi tuyến do nhiều thành phần trong máy thu gây ra, đặc biệt là đối với các máy thu đổi tần trực tiếp đa kênh có độ chọn lọc tương tự đầu vào kém.

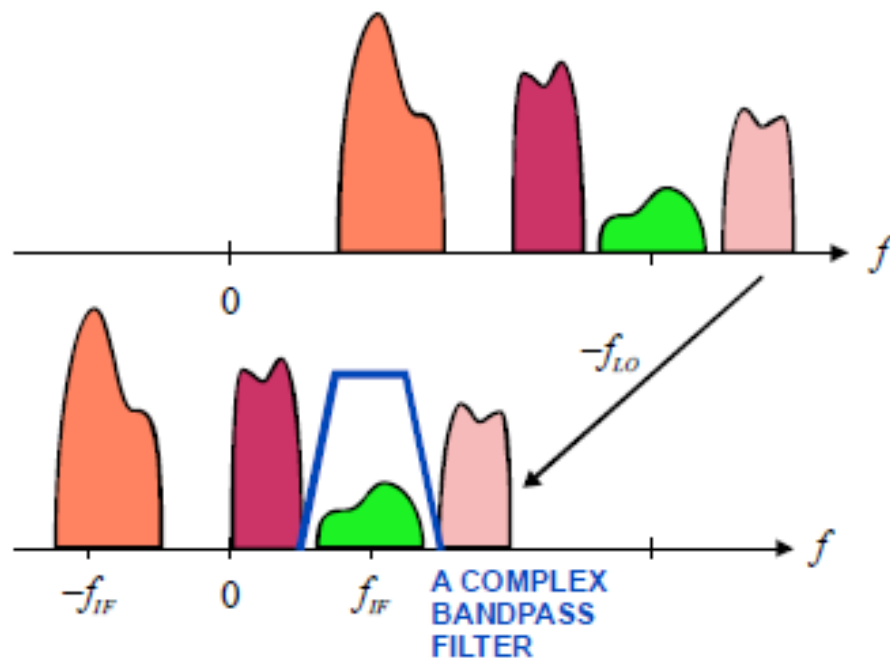
1.3.1 Thành phần DC-offset

Do sự cách ly yếu giữa bộ tạo dao động nội, tín hiệu đầu vào RF và các bộ khuếch đại RF, việc tự trộn tín hiệu LO và chính tín hiệu đầu vào có thể tạo ra các thành phần tín hiệu giả ở hoặc xung quanh DC [20], [21], [24]. Trong DCR dùng trộn cầu phương tương tự, DC-offset xuất hiện bằng hai cách. Tần số dao động LO xấp xỉ với tần số sóng mang của tín hiệu RF, khi có sự rò rỉ tín hiệu của LO ra đầu vào máy thu, tín hiệu LO sẽ được khuếch đại và đưa vào trộn với chính nó (Hình 1.5a). Tín hiệu RF cảm ứng sang đường tín hiệu của LO và trộn với chính nó (Hình 1.5b). Kết quả đầu ra bộ trộn có thêm thành phần tần số ~ 0 Hz (DC) gọi là thành phần DC-offset. Tại miền tần số thấp, thành phần DC-offset được cộng với tín hiệu, việc loại bỏ là khó thực hiện.



Hình 1.5: Nguyên nhân sinh ra thành phần DC-offset trong DCR

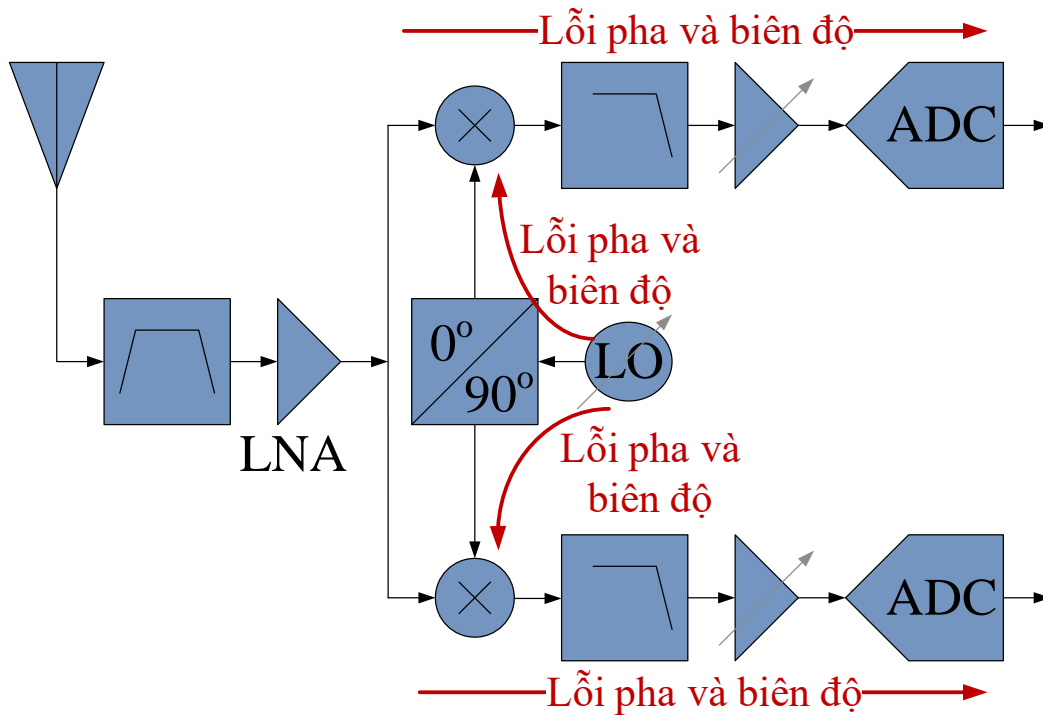
Giải pháp loại bỏ DC-offset được thực hiện trước bộ trộn. Có một số giải pháp được áp dụng: Với DC-offset cố định có thể bù bằng cách đo khi không có đầu vào và trừ đi khi thu tín hiệu. Tuy nhiên, trong hệ thống TDMA, các kênh khác nhau có thể có mức tín hiệu khác nhau và giá trị AGC khác nhau vì vậy DC-offset khác nhau nên khó bù. Một giải pháp hiệu quả là sử dụng chuyển hạ cầu phương xuống IF thấp sát với 0 Hz và lớn hơn băng thông tín hiệu để đối phó với vấn đề DC-offset như được thể hiện trong Hình 1.6.



Hình 1.6: Giải pháp chuyển hạ tần số để loại bỏ DC-offset

1.3.2 Méo do mất cân bằng hai kênh cầu phương IQ

Một vấn đề thực tế quan trọng trong thiết kế DCR là sự mất cân bằng về pha cũng như biên độ của 2 nhánh I và Q [4]. Sự mất cân bằng đầu tiên có thể xuất phát từ bộ tạo dao động cầu phương. Do được thiết kế bằng các mạch tương tự nên đầu ra sin/cos của LO không hoàn toàn vuông pha và bằng nhau về biên độ. Mất cân bằng thứ hai là do sự khác nhau của các mạch chức năng 2 kênh I/Q. Độ suy hao của các mạch lọc, hệ số khuếch đại, bộ chuyển đổi ADC của hai kênh là khác nhau. Bản thân các phần tử phi tuyến trong bộ trộn cầu phương cũng sinh ra thêm méo.

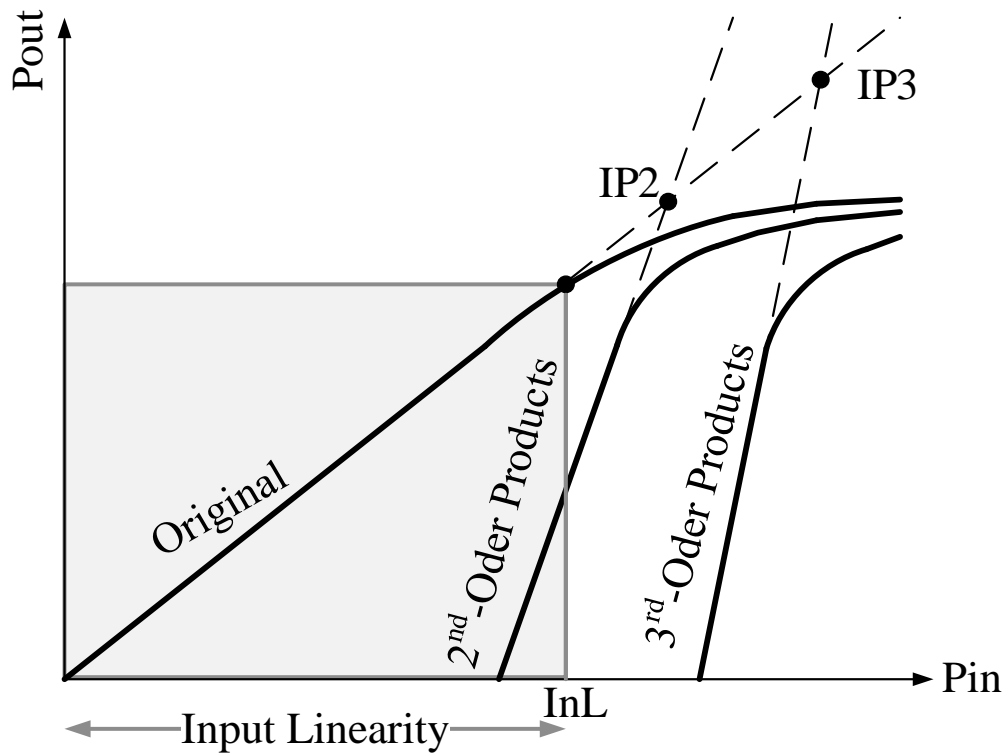


Hình 1.7: Nguyên nhân của méo do mất cân bằng I/Q

1.3.3 Méo do phi tuyến của khuếch đại RF

Máy thu đổi tần trực tiếp hiện nay thường là các máy thu đa kênh, đa băng, đa chế độ. Bộ khuếch đại tín hiệu RF là bộ khuếch đại tín hiệu năng lượng rất thấp mà không làm thay đổi nhiều tỷ số tín hiệu/tạp âm. Bộ khuếch đại KĐRF được thiết kế làm tăng năng lượng tín hiệu và nhiễu tại đầu vào nhưng giảm thiểu tạp âm nội bộ bổ sung vào tín hiệu. Mặc dù vai trò chính của KĐRF là khuếch đại các tín hiệu yếu nằm ngay trên nền tạp âm, nhưng trong thực tế khi có tín hiệu lớn nó sẽ gây ra hiện tượng méo xuyên điều chế. Một KĐRF tốt có hệ số tạp âm (NF) thấp, hệ số khuếch đại từ 10-20dB và điểm nén hài bậc 3 đủ lớn (IP3), dải động rộng. Các tham số kỹ thuật khác cần quan tâm khi lựa chọn như dải tần làm việc, đặc tuyến khuếch đại, năng lượng tiêu thụ...

Độ tuyến tính của KĐRF được xác định bởi độ nén khuếch đại và xuyên điều chế bậc 3. Điểm nén hài bậc 2 (IP2) và bậc 3 (IP3) của KĐRF bởi đặc tuyến tín hiệu cơ bản đầu ra và đặc tuyến của xuyên điều chế bậc 3 (IP3) như thể hiện trong Hình 1.8.



Hình 1.8: Đồ thị mô tả các tham số của KDRF

Đặc tuyến trong Hình 1.8 cho thấy khi tổng năng lượng đầu vào càng lớn, KDRF càng bị phi tuyến. Trong DCR, có hai vấn đề về méo do phi tuyến của KDRF cần quan tâm là méo từ các kênh tín hiệu RF ảnh hưởng đến chính nó và kênh tín hiệu RF khác. Với từng cấu trúc của DCR mà mức độ ảnh hưởng sẽ khác nhau.

1.4 Mô hình phi tuyến của máy thu đổi tần trực tiếp

Méo phi tuyến trong máy thu dẫn đến xuất hiện các sóng hài làm giảm hiệu năng của máy thu. Việc đánh giá ảnh hưởng của méo phi tuyến được dựa trên các mô hình của hệ thống phi tuyến. Mô hình hóa và mô phỏng các hệ phi tuyến đóng một vai trò quan trọng trong việc đánh giá hiệu suất của hệ thống truyền thông tổng thể. Mặt khác, mô hình hóa các thiết bị phi tuyến là quan trọng cho việc thiết kế các kỹ thuật tuyến tính được sử dụng để khắc phục các hiệu ứng của méo phi tuyến trên các thiết bị vô tuyến.

Cách tiếp cận phổ biến nhất để lập mô hình hóa băng rộng của các hệ phi tuyến là những hệ thống dựa trên phân tích chuỗi Volterra. Tuy nhiên, sự phát triển

của các bậc cao hơn bậc ba thì chuỗi Volterra là công kênh và việc thực hiện nó trong phần mềm là không hiệu quả. Do đó, một loạt các mô hình đã được phát triển để khắc phục sự phức tạp tính toán của việc khai triển chuỗi Volterra trong khi hệ thống có bộ nhớ hữu hạn. Các mô hình này, mặc dù dựa trên các trường hợp đặc biệt của chuỗi Volterra nhưng đã đưa ra sự đơn giản trong khai triển tham số và thực hiện phần mềm trên mô hình Volterra tổng quát.

Mục tiêu của phần này là trình bày về mô hình phi tuyến Hammerstein và khả năng áp dụng cho một hệ thống nhất định. Mô hình này đã được xây dựng dựa trên mô hình chuỗi Volterra. Mục tiêu là giới thiệu mô hình phi tuyến có thể áp dụng trong máy thu số trực tiếp băng rộng. Trong đó tập trung tìm hiểu hai ảnh hưởng méo phi tuyến lớn nhất lên hiệu năng máy thu: méo phi tuyến gây ra do hài bậc hai và méo phi tuyến gây ra do hài bậc ba.

1.4.1 Méo phi tuyến thành phần RF

Trong các máy thu số trực tiếp, thành phần méo phi tuyến RF hầu như xuất phát ban đầu từ bộ LNA.

Nói chung, thiết bị phi tuyến có ảnh hưởng nhớ có thể được mô hình hóa ở mức hệ thống bằng việc sử dụng chuỗi Volterra mà có thể được xem như một chuỗi Taylor có nhớ. Tuy nhiên trong thực tế, do số lượng các tham số trong chuỗi Volterra quá lớn nên tốt nhất là tìm ra một mô hình mà độ phức tạp nằm giữa chuỗi Volterra và Taylor. Các mô hình khác nhau như vậy đã được giới thiệu ở phần trên. Bằng việc sử dụng mô hình Hammerstein tổng quát, đầu ra bộ LNA có thể được biểu diễn như sau:

$$y_{RF}(t) = b_1(t) * x_{RF}(t) + b_2(t) * x_{RF}^2(t) + b_3(t) * x_{RF}^3(t) + \dots \quad (1.1)$$

Trong đó $*$ biểu diễn toán tử nhân chập, $x_{RF}(t)$ là tín hiệu thông dải ở đầu vào LNA và $b_1(t), b_2(t), b_3(t), \dots$ là các đáp ứng xung mô hình hóa ảnh hưởng có nhớ riêng lẻ cho mỗi số hạng phi tuyến.

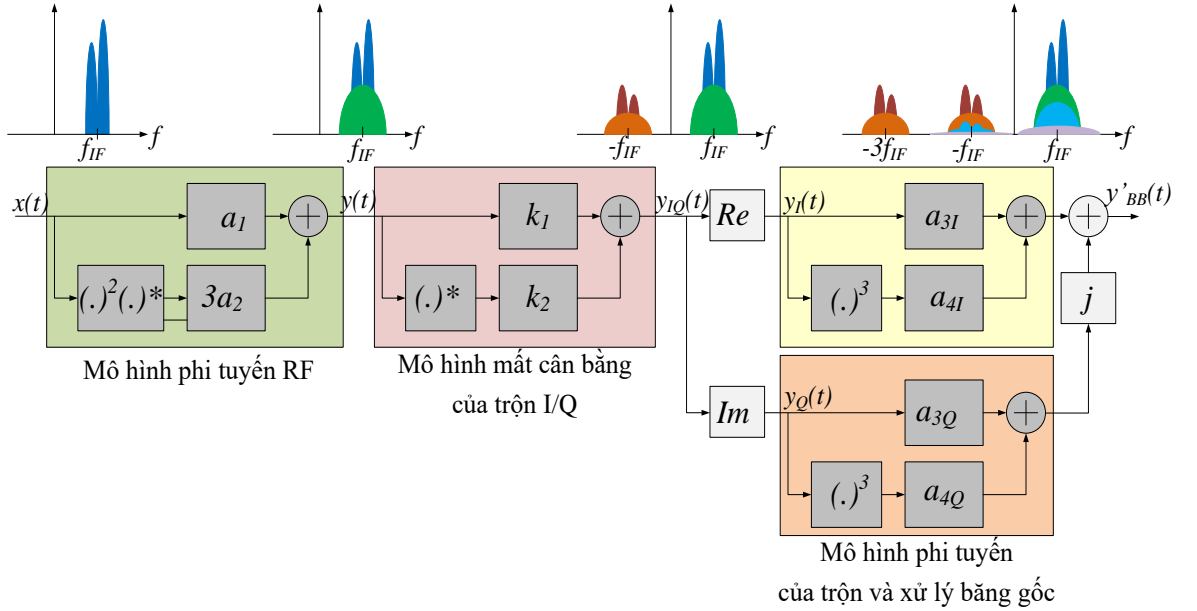
Tín hiệu $x_{RF}(t)$ có thể được biểu diễn như sau:

$$x_{RF}(t) = 2\text{Re}[x(t)e^{j\omega_c t}] = x(t)e^{j\omega_c t} + x^*(t)e^{-j\omega_c t} \quad (1.2)$$

Trong đó $x(t)$ là tín hiệu tương đương BB phức của $x_{RF}(t)$ và $\omega_c = 2\pi f_c$ là tần số trung tâm góc. Hơn nữa, $(.)^*$ biểu diễn liên hợp phức và j là đơn vị ảo. Điều đáng chú ý là $x(t)$ có thể bao gồm tín hiệu đơn tần tới một vài sóng mang riêng biệt ở các tần số trung gian phức khác nhau (IF). Trong trường hợp đổi tần xuống đa sóng mang, ω_c tương ứng là tần số trung tâm của tín hiệu RF tổng tới bộ chuyển đổi xuống. Hơn nữa, $x(t)$ có thể được viết theo dạng tương đương đó là:

$$x(t) = A(t)e^{j\phi(t)} = x_I(t) + jx_Q(t) \quad (1.3)$$

Trong đó $A(t)$ và $\phi(t)$ là biên độ và pha tổng của tín hiệu RF đổi tần xuống $x(t)$.



Hình 1.9: Mô hình méo Hammerstein cho RF, mất cân bằng IQ và băng gốc

Mô hình trong (1.9) có thể được đơn giản hóa, nếu chỉ muốn mô hình hóa các số hạng nằm trong băng thu sau khi chuyển đổi xuống trong đầu vào của ADC. Ở hầu hết các hệ thống, các thành phần tần số mới đưa ra bởi tính phi tuyến RF bậc chẵn ở xa ω_c và do đó đơn giản để lọc bỏ. Điều này có thể được minh chứng bởi số hạng bậc 2 của (1.1) và sử dụng công thức (1.2), điều đó dẫn tới:

$$x_{RF}^2(t) = 2A(t) + x^2(t)e^{j2\omega_c t} + [x^*(t)]^2 e^{-j2\omega_c t} \quad (1.4)$$

Rõ ràng là thành phần tần số mới xuất hiện quanh tần số 0 và $\pm 2\omega_c$, nhưng không có số hạng nào đề cập tới dải quan tâm ở ω_c . Mặc dù điều này đảm bảo rằng méo bậc chẵn không xuất hiện bên trong băng thu.

Hầu như méo phi tuyến thành phần RF chủ yếu là bậc lẻ, bởi vì các thành phần tần số mới được tạo ra xung quanh ω_c . Tại đầu cuối RF điển hình, phi tuyến bậc 3 là thành phần lớn nhất. Bậc càng cao càng gần với nền tạp của máy thu khi hoạt động rõ ràng dưới mức bão hòa của LNA. Vì vậy, một mô hình phi tuyến RF đơn giản có thể được viết như sau:

$$y'_{RF}(t) = a_1 x_{RF}(t) + a_2 x_{RF}^3(t) \quad (1.5)$$

Trong đó a_1 là hệ số khuếch đại tuyến tính của LNA và a_2 thể hiện mức tương đối của méo bậc 3.

1.4.2 Mô hình phi tuyến của mất cân bằng I/Q

Sau LNA, tín hiệu RF đi vào bộ trộn I/Q băng rộng để chuyển tín hiệu xuống băng cơ sở. Thực tế, việc chuyển đổi xuống không phải là lý tưởng và mất cân bằng I/Q xuất hiện gây ra tần số ảnh trong $y(t)$. Mất cân bằng I/Q được gây ra bởi mất phối hợp biên độ tương đối g_m giữa nhánh I và Q cũng như mất phối hợp pha ϕ_m . Nhìn chung mất phối I/Q có thể độc lập theo thời gian và chọn lọc theo tần số, nhưng các chi tiết này được bỏ qua ở đây để đơn giản hóa cho việc phân tích và ký hiệu ở đây. Tuy nhiên, vấn đề này được đưa vào trong tính toán bằng việc mở rộng mô hình méo. Dựa vào các diễn tả ở trên, mô hình cho mất cân bằng I/Q của tầng chuyển đổi xuống là:

$$y^{\sim}(t) = k_1 y(t) + k_2 y * (t) \quad (1.6)$$

Với hệ số phức

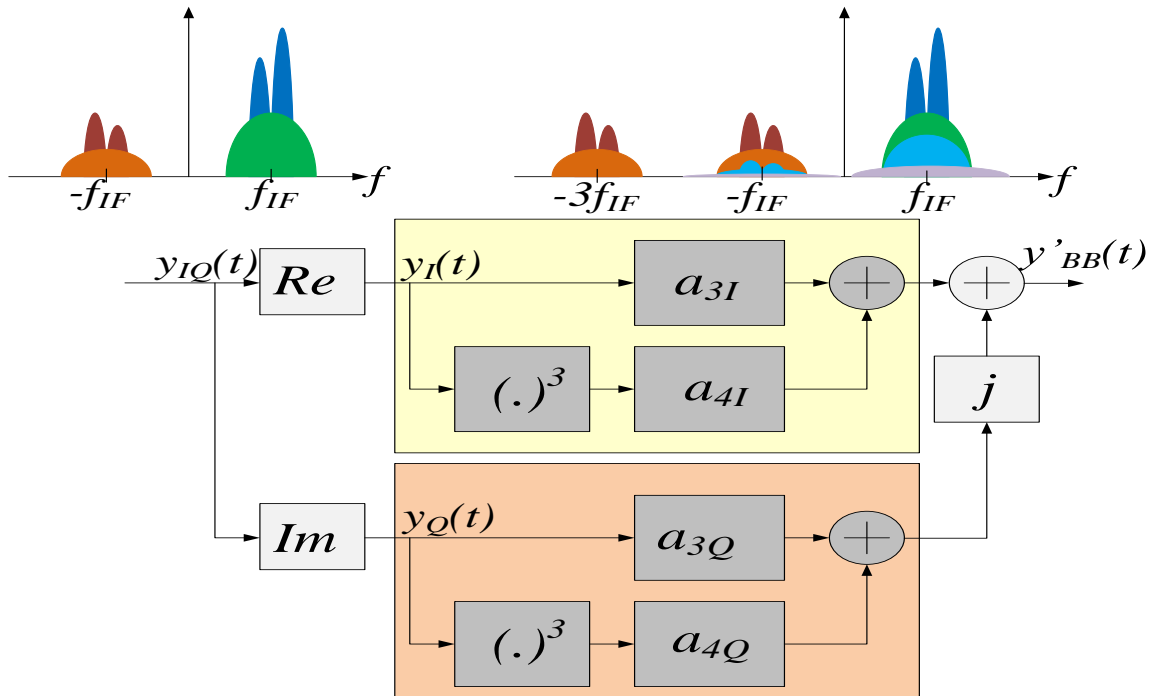
$$k_1 = \frac{1}{2} (1 + g_m e^{-j\phi_m}) \quad (1.7)$$

$$k_2 = \frac{1}{2} (1 - g_m e^{-j\phi_m}) \quad (1.8)$$

Dễ dàng nhận thấy rằng mô hình không ảnh hưởng đến tín hiệu trong trường hợp cân bằng I/Q hoàn hảo ($g_m = 1, \phi_m = 0$) bởi vì $k_1=1$ và $k_2=0$.

1.4.3 Mô hình phi tuyến tại băng cơ sở

Sau khi chuyển đổi xuống I/Q, tín hiệu gặp phi tuyến BB xuất hiện ở các nhánh I và Q riêng biệt như đã chỉ ra ở Hình 1.10. Do đó, phi tuyến I và Q độc lập nhau. Đây là một trong những khác biệt chính giữa phi tuyến RF và BB. Điểm khác nhau nữa là các hài cũng xuất hiện ở bên trong băng thu bởi vì tín hiệu ở trên băng cơ sở và do đó các sóng mang độc lập chỉ có một tần số trung tần tương đối nhỏ.



Hình 1.10: Mô hình phi tuyến BB đơn giản cho máy thu số trực tiếp

Mô hình phi tuyến có thể được đơn giản hơn như trong trường hợp ở phi tuyến RF. Bằng việc chỉ mô hình méo bậc ba thường đủ để đạt được méo quan trọng nhất. Méo BB bậc chẵn thường nằm bên cạnh băng tần nhận được, nhưng nó bị suy giảm rất cao do các giải pháp thiết kế mạch tương tự thực tế. Do đó, mô hình BB đơn giản hóa có thể được biểu diễn như sau:

$$y'_{I.BB}(t) = a_{3I}\tilde{y}_I(t) + a_{4I}\tilde{y}_I^3(t) \quad (1.9)$$

$$y'_{Q.BB}(t) = a_{3Q}\tilde{y}_Q(t) + a_{4Q}\tilde{y}_Q^3(t) \quad (1.10)$$

1.5 Ảnh hưởng méo của KĐRF và mô hình phi tuyến trong máy thu đổi tần trực tiếp

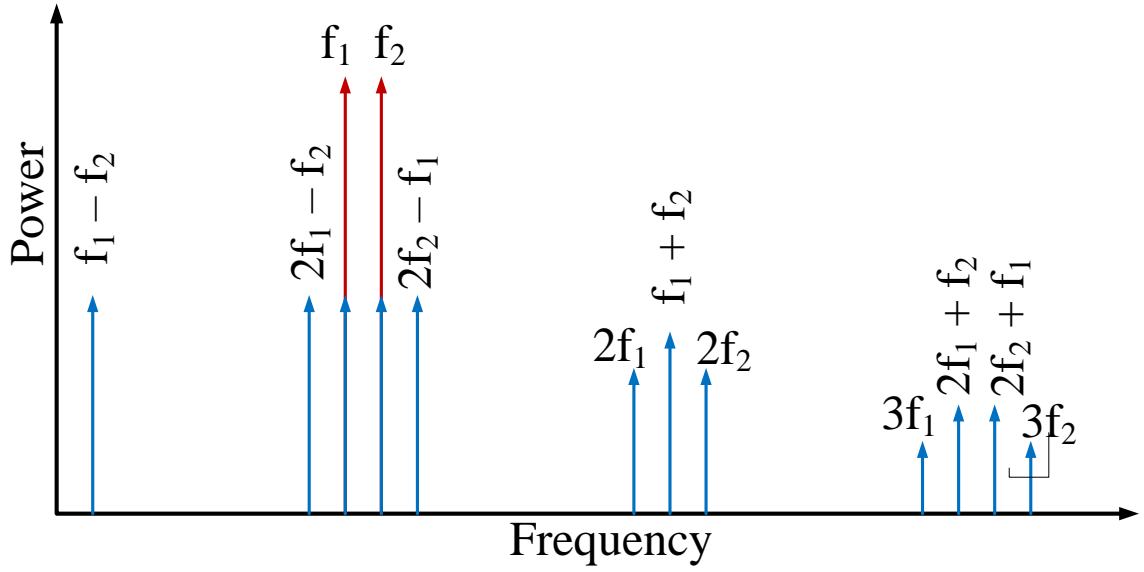
1.5.1 Méo phi tuyến của KĐRF

DCR hiện nay thường là các máy thu đa kênh, đa băng. Bộ khuếch đại tín hiệu RF (KĐRF) là bộ khuếch đại tín hiệu năng lượng rất thấp mà không làm thay đổi nhiều tỷ số tín hiệu/tạp âm. Bộ KĐRF được thiết kế làm tăng năng lượng tín hiệu và nhiễu tại đầu vào nhưng giảm thiểu tạp âm nội bộ bổ sung vào tín hiệu. Mặc dù vai trò chính của KĐRF là khuếch đại các tín hiệu yếu nằm ngay trên nền tạp âm, nhưng trong thực tế khi có tín hiệu lớn nó sẽ gây ra hiện tượng méo xuyên điều chế. Một KĐRF tốt có hệ số tạp âm (NF) thấp, hệ số khuếch đại từ 10-20 dB và điểm nén hài bậc 3 đủ lớn (IP3), dải động rộng. Các tham số kỹ thuật khác cần quan tâm khi lựa chọn như dải tần làm việc, đặc tuyến khuếch đại, năng lượng tiêu thụ...

Trong DCR, có hai vấn đề về méo do KĐRF cần quan tâm là méo từ các kênh tín hiệu RF ảnh hưởng đến chính nó các kênh tín hiệu RF khác. Với mục đích phân tích, mô hình cho các thành phần phi tuyến được giả định là một đa thức có dạng:

$$y_{RF}(t) = \sum_{i=1}^k a_i(t)x_{RF}(t) \quad (1.11)$$

Trong đó $x_{RF}(t)$ và $y_{RF}(t)$ là các tín hiệu đầu vào và đầu ra tương ứng, $a_i(t)$ là các hệ số bậc thứ i .



Hình 1.11: Méo sinh ra của KĐRF phi tuyến khi tín hiệu vào là 2-tone f_1 và f_2

Mô hình tín hiệu vào $x_{RF}(t)$ có thể được viết dưới dạng:

$$x_{RF}(t) = 2\text{Re}[x(t)e^{j\omega_c t}] = x(t)e^{j\omega_c t} + x^*e^{-j\omega_c t} \quad (1.12)$$

Trong đó, $x(t)$ là tín hiệu băng gốc của $x_{RF}(t)$ và $\omega_c = 2\pi f_c$ là góc của tần số trung tâm. Ngoài ra, $(.)^*$ biểu thị liên hợp phức. $x(t)$ có thể là một đơn tần hoặc nhiều tần số sóng mang đơn lẻ khác nhau. Với đầu vào có hai thành phần tần số (f_1 , f_2) thì kết quả đầu ra sẽ có 2 nhóm tần số là hài của $n \times f_1$ và $m \times f_2$ và xuyên nhiễu $n \times f_1 \pm m \times f_2$ như thể hiện trong Hình 1.11.

Trong trường hợp chuyển hạ tần số đa sóng mang ω_c tương ứng với tần số trung tâm tín hiệu RF được chuyển đổi xuống. Hơn nữa, $x(t)$ có thể được viết thành dạng tương đương:

$$x(t) = A(t)e^{j\phi(t)} = x_I(t) + jx_Q(t) \quad (1.13)$$

Trong đó, $A(t)$ và $\phi(t)$ là toàn bộ biên độ và pha của tổng tín hiệu RF $x_{RF}(t)$ được chuyển đổi xuống. Ở dạng thứ hai, $x_I(t) = A(t)\cos[\phi(t)]$ và $x_Q(t) = A(t)\sin[\phi(t)]$ là các thành phần tín hiệu I và Q tương ứng. Theo định nghĩa, biên độ $A(t) = |x(t)| = \sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)}$ và pha $\phi(t) = \arctan[x_Q(t)/x_I(t)]$.

Đối với DCR, có hai cấu trúc cơ bản là cấu trúc sử dụng bộ trộn cầu phương tương tự (Analog_DCR-ADCR) và cấu trúc số hóa trực tiếp tín hiệu từ RF

(Digital_DCR- DDCR). Với mỗi cấu trúc khả năng ứng dụng là khác nhau và ảnh hưởng của méo phi tuyến do KDDRF cũng khác nhau. Các phân tích dưới đây sẽ chỉ ra ảnh hưởng của méo do phi tuyến của KĐRF tới từng loại mô hình máy thu.

1.5.2 Ảnh hưởng phi tuyến do KĐRF đến máy thu dùng bộ trộn cầu phương tương tự

Trong DCR, phi tuyến tại RF chủ yếu xuất phát từ KĐRF. Mối quan hệ phi tuyến giữa đầu vào và đầu ra gây ra méo tín hiệu. Tín hiệu đầu ra bộ khuếch đại sẽ có thêm các thành phần bổ sung là các hài và xuyên điều chế. Trong thực tế, do mức tín hiệu các kênh sóng mang đầu vào máy thu rất khác nhau nên không thể tránh được sự phi tuyến và làm giảm hiệu suất của bộ khuếch đại [7, 8, 10].

Với cấu trúc dùng bộ trộn cầu phương tương tự như Hình 1.1 thì thao tác trộn cầu phương và lọc tương tự giống như một bộ chuyển hạ tần số nên dải làm việc của máy thu chỉ đạt được xung quanh một dải nhất định và các kênh sóng mang đơn lẻ thường ở gần nhau. Do đó, khi KĐRF phi tuyến cần quan tâm xử lý các méo do kênh lân cận đầu vào có mức năng lượng lớn sinh ra [12].

Với cấu trúc dùng bộ trộn cầu phương tương tự đa kênh dải hẹp như trong Hình 1.1 những tín hiệu nằm bên ngoài dải tần làm việc sẽ được loại bỏ bằng các bộ lọc do đó mô hình trong (1.12) có thể được đơn giản hóa nếu chỉ mô hình hóa các thành phần nằm trong dải thông máy thu sau khi ADC và chuyển xuống thấp tần. Các hài bậc chẵn được tạo ra do sự phi tuyến của KĐRF đều cách xa tần số tín hiệu gây méo ω_c và dễ dàng được lọc bỏ. Điều này được minh họa bằng cách thành phần bậc hai trong (1.12) kết hợp với (1.13) cho ra:

$$x_{RF}^2(t) = 2A(t) + x^2(t)e^{2\omega_c t} + [x^*(t)]^2 e^{-j2\omega_c t} \quad (1.14)$$

Tần số mới xuất hiện ở 0 và $\pm 2\omega_c$ nhưng không có thành phần tần số tại ω_c . Điều này đảm bảo rằng méo bậc hai không xuất hiện bên trong dải tần thu.

Với cấu trúc này phi tuyến RF nghiêm trọng nhất là các thành phần bậc lẻ bởi vì các thành phần tần số mới được tạo ra xung quanh ω_c . Trong RF thông thường, phi tuyến bậc ba thường mạnh nhất. Các thành phần bậc cao hơn thường

nhỏ hơn mức tạp máy thu khi KĐRF làm việc dưới mức bão hòa. Do đó mô hình phi tuyến đơn giản của RF có thể được viết:

$$y_{RF}(t) = a_1 x_{RF}(t) + a_3 x_{RF}^3(t) \quad (1.15)$$

Trong đó a_1 là hệ số chỉ độ khuếch đại tuyến tính của KĐRF và a_3 biểu thị mức độ méo bậc 3. Các thành phần méo do phi tuyến KĐRF ảnh hưởng đến DCR được thể hiện trong Hình 1.12. Như minh họa trong Hình 1.12, thành phần xuyên điều chế bậc 3 của f_1 , f_2 sinh ra có tần số xấp xỉ bằng f_3 và f_4 và sẽ gây nhiễu cho hai kênh thông tin tại vị trí này.

Thành phần thứ hai trong (1.15) là thành phần phi tuyến cũng có thể được biểu diễn:

$$\begin{aligned} a_3 x_{RF}^3(t) &= a_3 \{x(t)e^{j\omega_c t} + x^*(t)e^{-j\omega_c t}\}^3 \\ &= a_3 \{x^3(t)e^{j\omega_c t} + [x^*(t)]^3 e^{-j3\omega_c t} + 3A^2(t)x(t)e^{j\omega_c t} \\ &\quad + 3A^2(t)x^*(t)e^{-j\omega_c t}\} \end{aligned} \quad (1.16)$$

Hơn nữa, thành phần tần số mới xung quanh ω_c được tạo ra bởi sự phi tuyến của RF là do $3A^2(t)x(t)e^{j\omega_c t}$. Các thành phần khác trong (1.16) không được đưa đến BB khi thực hiện chuyển hạ I/Q và nó được lọc bởi bộ lọc thông thấp trong phần BB của ADCR. Do đó, dạng tương đương băng gốc (BB) của mô hình phi tuyến KĐRF cho dùng bộ trộn cầu phương tương tự khi tính đến bộ lọc BB là:

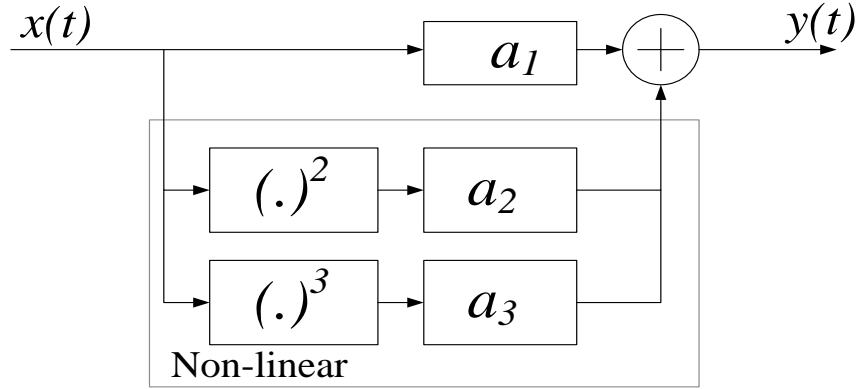
$$y(t) = y_I(t) + jy_Q(t) = a_1 x(t) + 3a_3 A^2(t)x(t) \quad (1.17)$$

Thành phần phi tuyến $3a_3 A^2(t)x(t)$ gây ra xuyên điều chế trong băng tần của $x(t)$ và xung quanh nó. Vì là hài bậc 3 nên băng thông của nó gấp 3 lần so với $x(t)$. Bản chất này của thành phần bậc 3 là hiển nhiên vì $A^2(t)x(t) = x^2(t)x^*(t)$. Phương trình cho $y_I(t)$ và $y_Q(t)$ có thể được viết riêng:

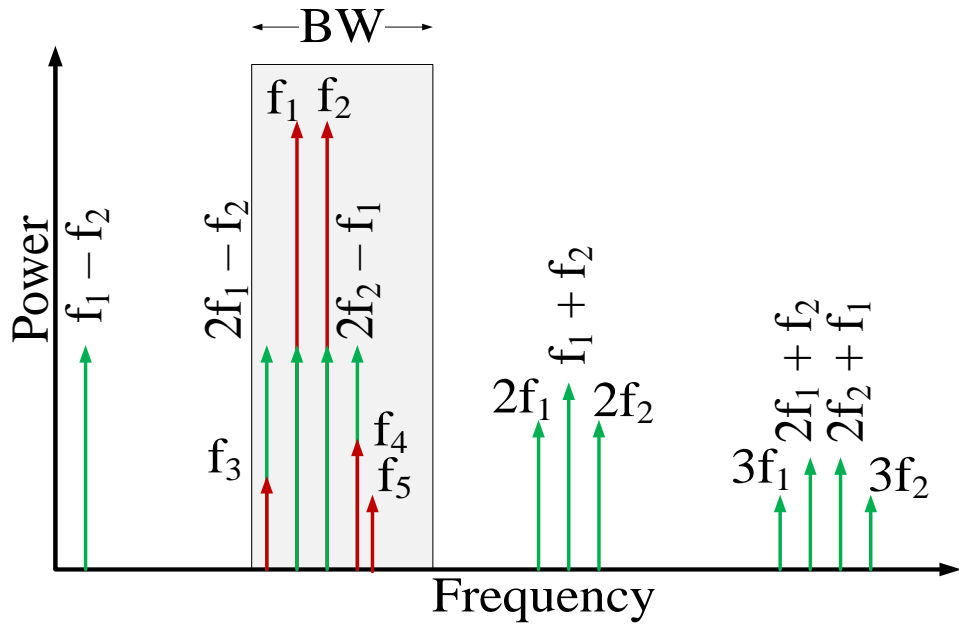
$$y_I(t) = a_1 x_I(t) + 3a_3 A^2(t)x_I(t) \quad (1.18)$$

$$y_Q(t) = a_1 x_Q(t) + 3a_3 A^2(t)x_Q(t)$$

$y_I(t)$ và $y_Q(t)$ không hoàn toàn độc lập do cả 2 đều chứa $A^2(t)$ phụ thuộc vào $x_I(t)$ và $x_Q(t)$. Như vậy mô hình phi tuyến của KĐRF cho ADCR được thể hiện trong Hình 1.12.

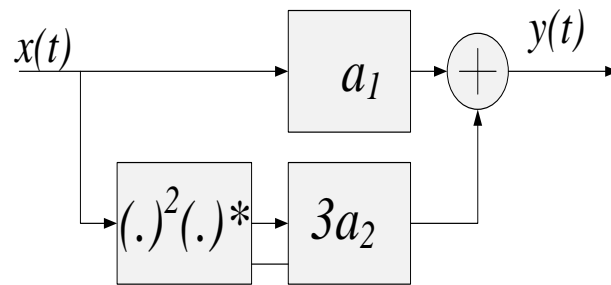


(a)



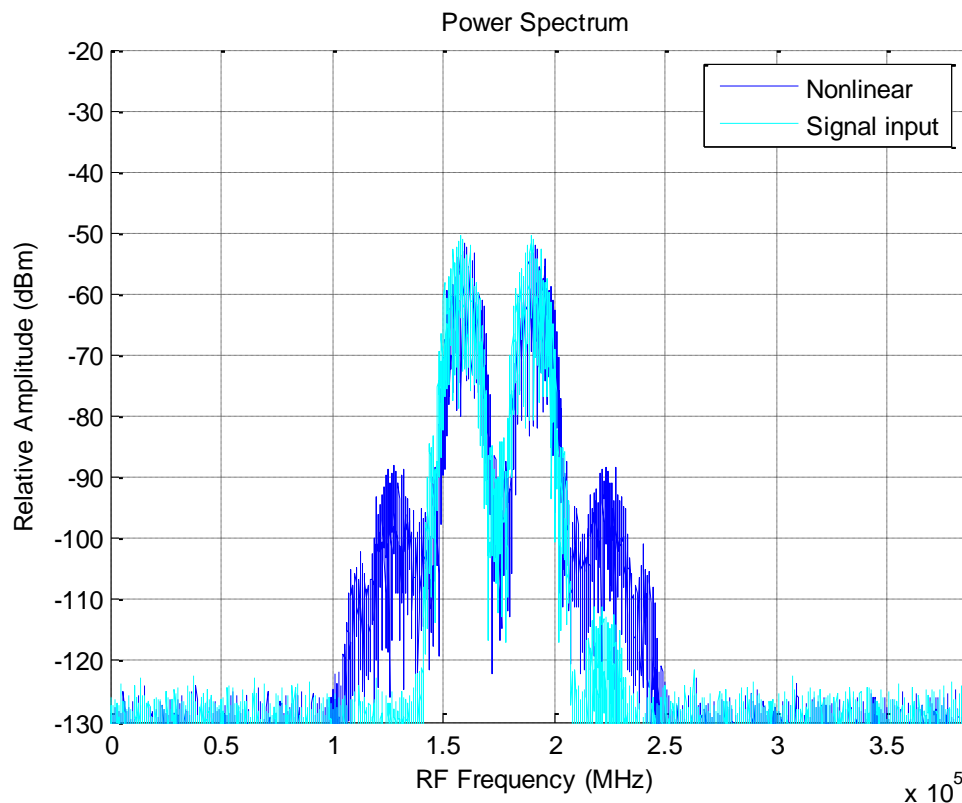
(b)

Hình 1.12: Mô hình phi tuyến của KĐRF (a) và ảnh hưởng của méo giữa các kênh sóng mang dùng bộ trộn cầu phương tương tự (b)



Hình 1.13: Mô hình phi tuyến của KDRF cho máy thu dùng bộ trộn cầu phương tương tự

Với mô hình phi tuyến phân tích ở trên với đầu vào là các kênh tín hiệu điều chế số QPSK. Hình 1.12 cho thấy méo ảnh hưởng cho DCR không chỉ xung quanh kênh gây méo f_1 , f_2 mà còn ảnh hưởng đến các kênh có vị trí tần số là tổ hợp của f_1 và f_2 . Trong DCR đa kênh dải hẹp việc sử dụng mô hình phi tuyến bỏ qua các hệ số cho thành phần hài và xuyên nhiễu bậc chẵn cho dùng bộ trộn cầu phương tương tự sẽ giúp giảm thiểu việc tính toán cho các giải pháp xử lý méo.

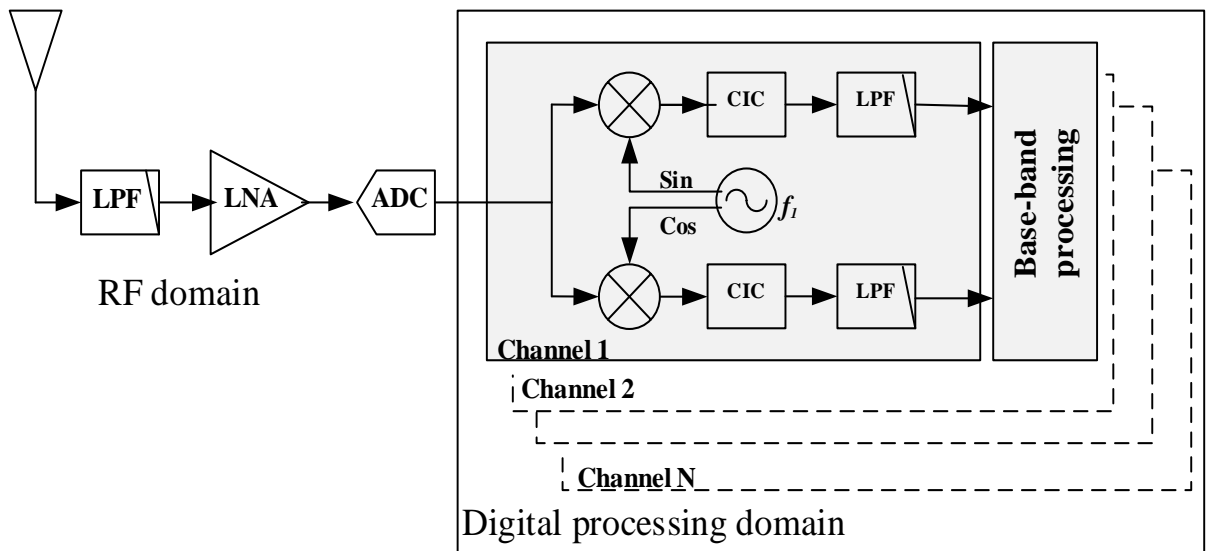


Hình 1.14: Méo phi tuyến của KDRF

Với mô hình phi tuyến vừa phân tích, việc xử lý méo cho KDRF trong cấu trúc máy thu loại này sẽ được trình bày trong Chương 2 và Chương 3.

1.5.3 Ảnh hưởng phi tuyến do KDRF đến máy thu số hóa trực tiếp

Ưu điểm của máy thu số hóa trực tiếp là không sử dụng các bộ trộn và dao động cầu phương tương tự nên có thể không tính đến méo sinh ra do mất cân bằng IQ và bộ trộn. Ở đây xem xét trường hợp phổ biến là máy thu số hóa trực tiếp làm việc đa kênh dải rộng với các tần số sóng mang có thể nằm bất kỳ trong toàn bộ dải tần nhỏ hơn 2 lần tần số lấy mẫu của ADC. Với máy thu số hóa trực tiếp đa kênh các tần số sóng mang ở gần nhau thì việc xem xét méo cũng giống như dùng bộ trộn cầu phương tương tự nhưng bỏ qua thành phần méo do mất cân bằng IQ và trộn tương tự.



Hình 1.15: Sơ đồ cấu trúc đa kênh của máy thu số hóa trực tiếp

Máy thu số hóa trực tiếp sẽ không có bộ trộn và ADC nằm ngay sau khuếch đại tạp âm thấp do đó một dải tần rộng được số hóa. Sau đó mỗi kênh được chọn riêng rẽ bởi một bộ DDC như trình bày trong Hình 1.15. Kiến trúc này cải thiện chi phí và năng lượng so với các máy thu truyền thống. Trong máy thu này, bộ lọc đầu vào thường rộng hơn rất nhiều so với máy thu dùng bộ trộn cầu phương tương tự nên méo từ thành phần tín hiệu có tần số sóng mang cách xa cũng có thể rơi vào các kênh mong muốn. Biểu diễn mô hình méo cho trường hợp này vẫn là mô hình phi

tuyến với đầy đủ các thành phần hài được biểu diễn trong (1.12). Do đó mô hình phi tuyến đơn giản của RF có thể được viết:

$$y_{RF}(t) = a_1 x_{RF}(t) + a_2 x_{RF}^2(t) + a_3 x_{RF}^3(t) \quad (1.19)$$

Với tần số sóng mang thấp các thành phần hài bậc chẵn và bậc lẻ sinh ra đều có thể nằm ở trong dải tần thu. Cụ thể, xét với thành phần thứ 2 trong (1.20)

$$x_{RF}^2(t) = 2A^2(t) + x^2(t)e^{2\omega_c t} + [x^*(t)]^2 e^{-j2\omega_c t} \quad (1.20)$$

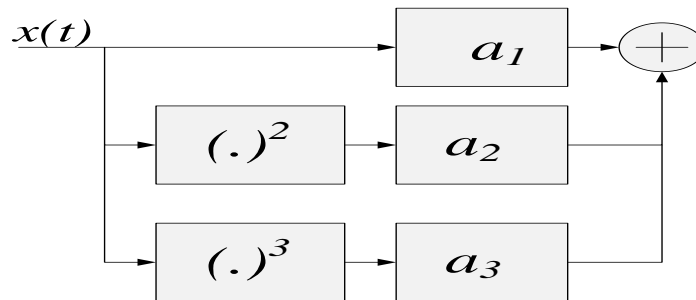
Tần số mới xuất hiện ở 0 và $\pm 2\omega_c$ nhưng không có thành phần tần số tại ω_c . Điều này đảm bảo rằng méo sinh ra không làm ảnh hưởng đến chính nó và các cân lân cận nhưng méo sinh ra ảnh hưởng đến kênh xung quanh tần số $2\omega_c$.

Thành phần thứ ba trong (1.20) là thành phần phi tuyến cũng có thể được biểu diễn:

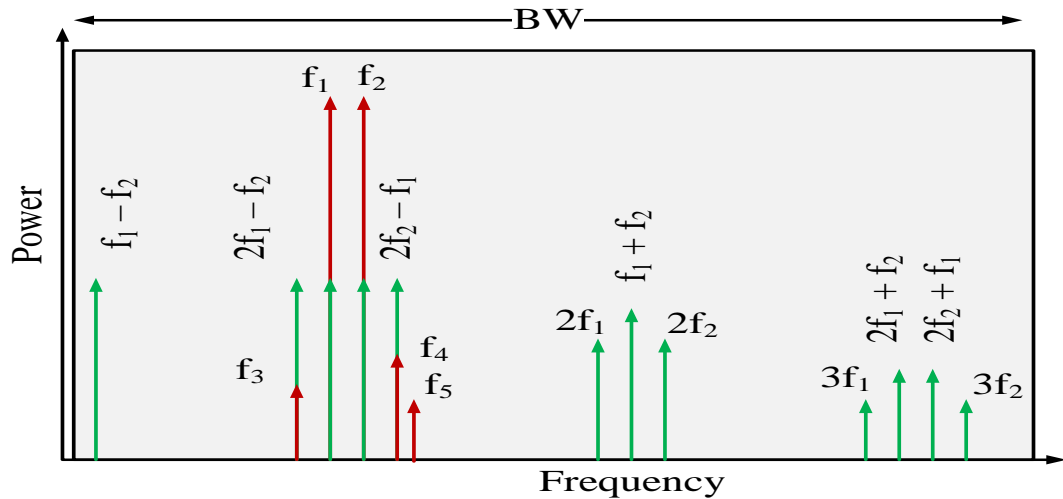
$$\begin{aligned} a_3 x_{RF}^3(t) &= a_3 \{x(t)e^{j\omega_c t} + x^*(t)e^{-j\omega_c t}\}^3 \\ &= a_3 \{x^3(t)e^{j3\omega_c t} + 3x^2(t)x^*(t)e^{j\omega_c t} \\ &\quad + 3x(t)[x^*(t)]^2 e^{-j\omega_c t} + [x^*(t)]^3 e^{-j3\omega_c t}\} \end{aligned} \quad (1.21)$$

Thành phần tần số mới xung quanh ω_c được tạo ra bởi sự phi tuyến của RF là do $3x^2(t)x^*(t)e^{j\omega_c t}$ sẽ ảnh hưởng đến chính nó và các kênh lân cận và thành phần $x^3(t)e^{j3\omega_c t}$ ảnh hưởng đến kênh xung quanh tần số $3\omega_c$.

Với máy thu số hóa trực tiếp không có dạng tương đương BB của mô hình phi tuyến KDRF vì các bộ DDC là độc lập cho từng kênh ứng với nhiều BB khác nhau. Mô hình phi tuyến của KDRF cho máy thu số hóa trực tiếp được thể hiện trong Hình 1.16.

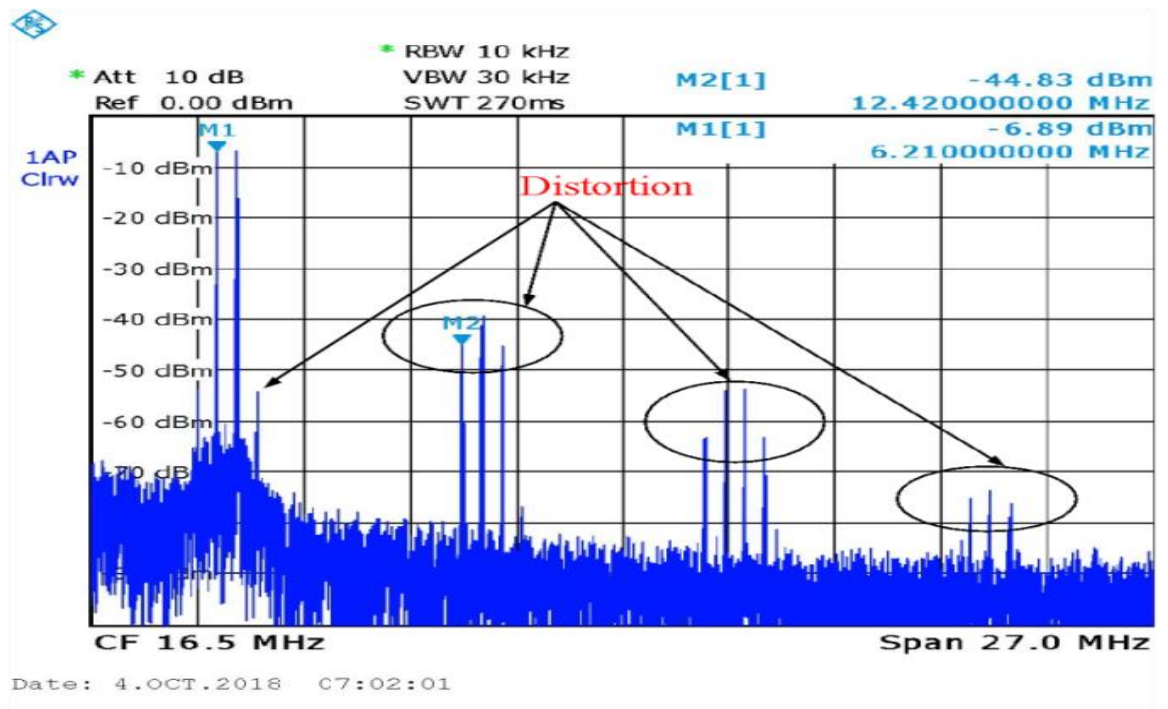


Hình 1.16: Mô hình phi tuyến của KDRF cho máy thu số hóa trực tiếp



Hình 1.17: Ảnh hưởng của méo phi tuyến của KĐRF tới máy thu số hóa trực tiếp

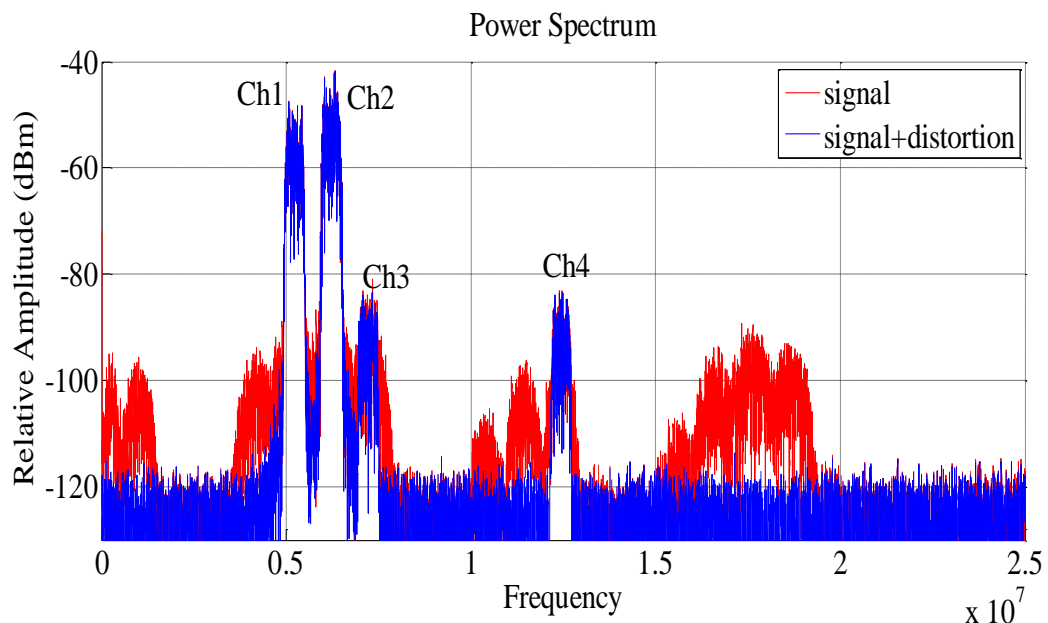
Kết quả phân tích từ mô hình phi tuyến của KĐRF cho máy thu số hóa trực tiếp cho ra các thành phần hài và xuyên nhiễu minh họa trong Hình 1.18 và kết quả đo đạc cho trong Hình 1.19. Trong đó các hài tần số $2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$ và xuyên nhiễu tần số $f_1 + f_2$, $2f_1 + f_2$, $f_1 + 2f_2$ sẽ gây ảnh hưởng đến những kênh ở xa như f_4 , f_5 . Các thành phần xuyên nhiễu $2f_1 + f_2$, $2f_2 + f_1$ sẽ gây ảnh hưởng đến những kênh lân cận và chính nó như f_3 .



Hình 1.18: Các thành phần méo sinh ra bởi KĐRF với máy thu số hóa trực tiếp

Như vậy với cấu trúc này thì hài và xuyên nhiễu vẫn có thể ở dải mong muốn. Để giải quyết vấn đề này đòi hỏi các phương pháp xử lý méo phức tạp.

Với công nghệ hiện nay, máy thu số hóa trực tiếp hiện đã dùng nhiều cho thiết kế các máy thu HF đa kênh, đa chế độ và làm việc toàn bộ dải 3-30MHz [1, 2, 3]. Tại một thời điểm nhiều kênh có thể được thu đồng thời, với méo do KĐRF sinh ra từ những kênh có biên độ lớn có thể chen ép lên các kênh có mức nhỏ. Hình 1.18 sử dụng mô hình phi tuyến để mô tả ảnh hưởng của méo KĐRF từ kênh tần số sóng mang ~ 4.329 MHz tới kênh có tần số sóng mang ~ 12.98 MHz. và Hình 1.20 là kết quả kiểm tra thực tế với KĐRF của máy thu HF.

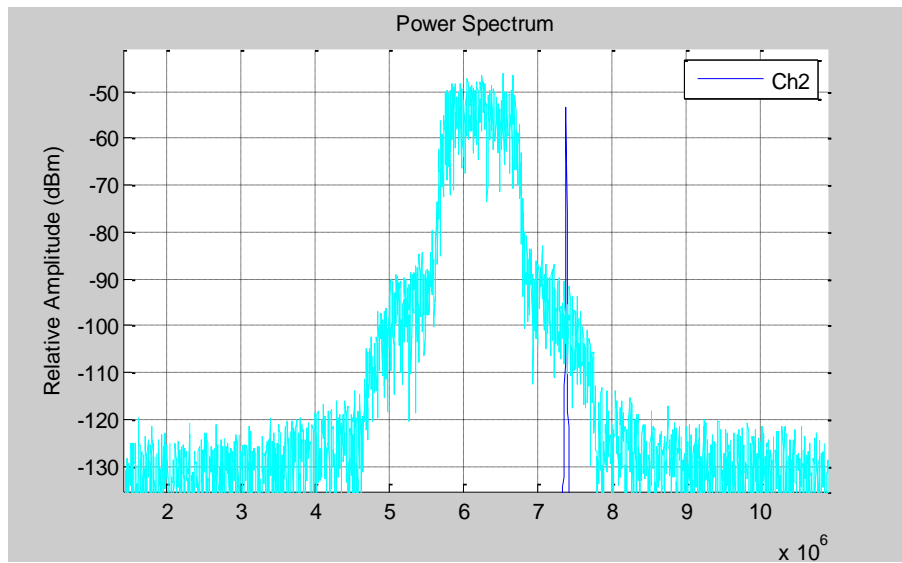


Hình 1.19: Ảnh hưởng do méo KĐRF của kênh có mức cao tới kênh có mức thấp trong máy thu số hóa trực tiếp

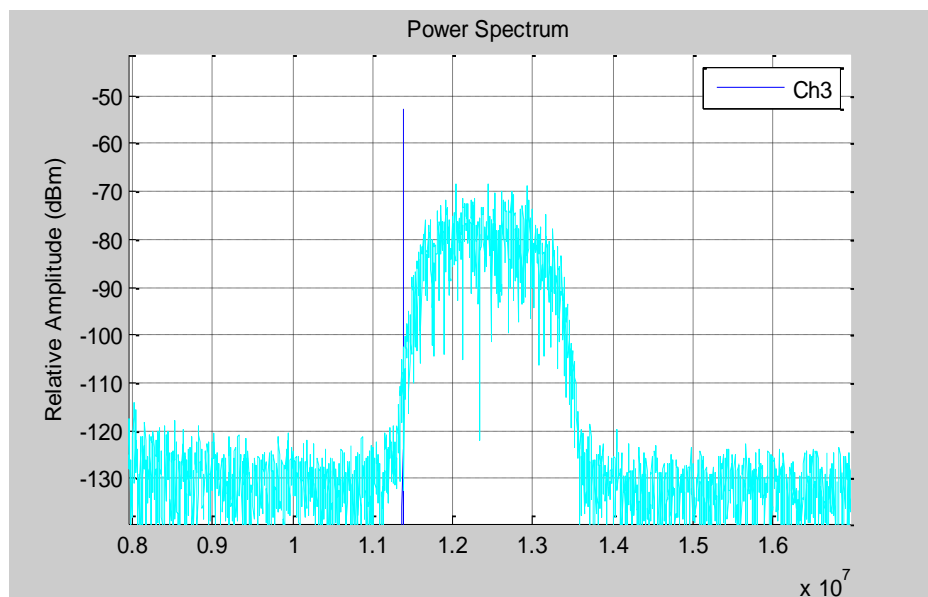
Kiểm tra ảnh hưởng của méo đến hai mô hình máy thu số hóa trực tiếp với IC khuếch đại tạp âm thấp dải rộng ERA-2SM+[10]. Cả hai mô hình DCR được kiểm tra với cùng dải tần HF. Kết quả kiểm tra thể hiện trong Hình 1.20.

DCR được kiểm tra với 2 kênh tín hiệu vào. Kênh thứ nhất là tín hiệu QPSK, tần số 6.222 MHz băng thông 24 kHz, công suất -10 dBm, kênh thứ 2 là tín hiệu CW tần số 6.240 MHz, công suất -17 dBm. Kết quả đo trong Hình 1.19 cho thấy thành phần méo sinh ra từ kênh 1 làm ảnh hưởng chất lượng của chính nó và cho

kênh thứ 2 ở gần nó. Kết quả đo cho thấy thành phần méo sinh ra từ kênh 1 là kênh có năng lượng lớn làm giảm chất lượng kênh thứ hai tại tần số cách xa.

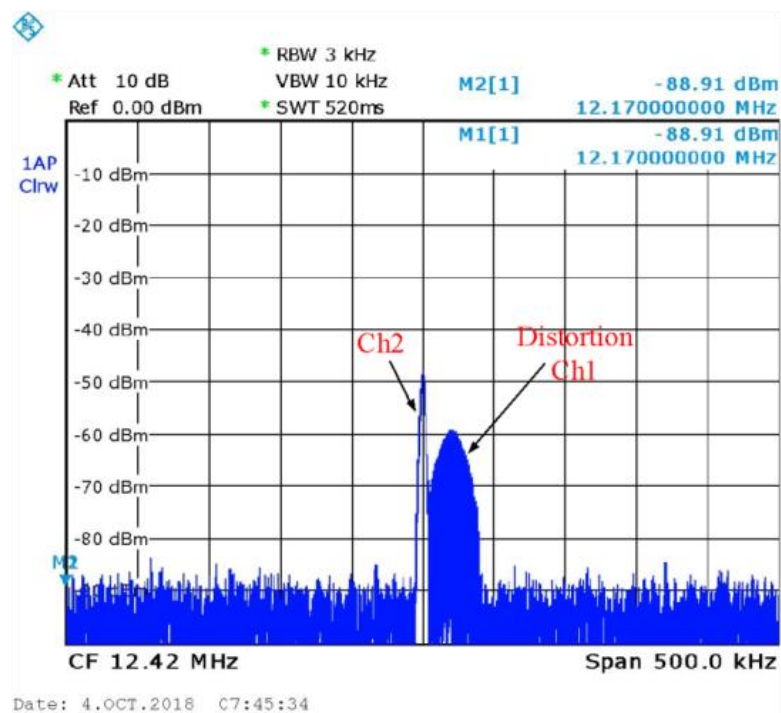
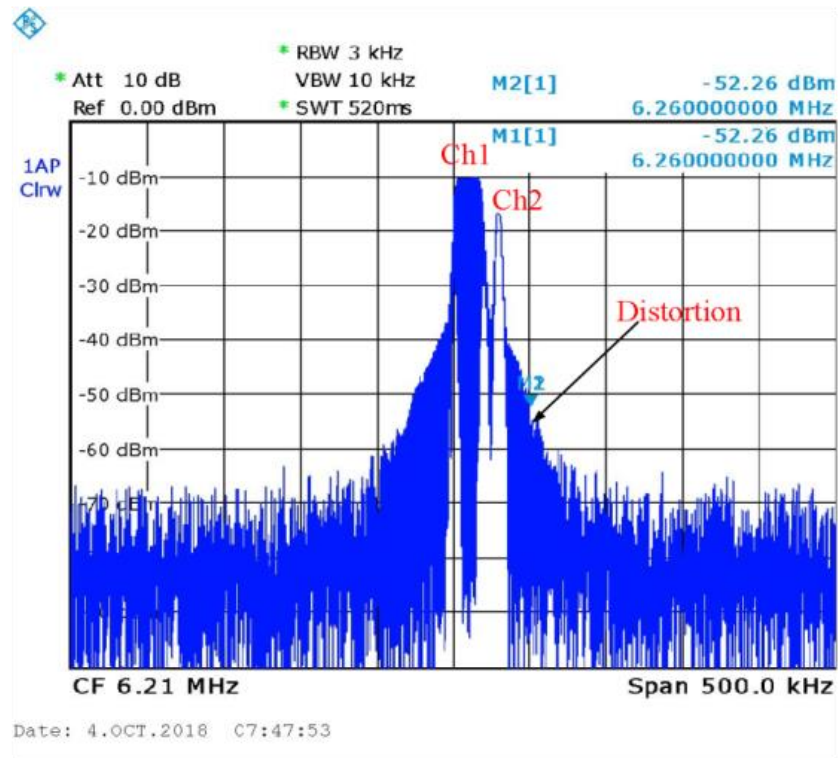


(a)



(b)

Hình 1.20: Mô phỏng ảnh hưởng của méo do phi tuyến của KDRF đối với kênh ở gần (a) và ở cách xa kênh gây méo (b)



Hình 1.21: Kiểm tra thực tế ảnh hưởng của méo do phi tuyến của KĐRF đối với kênh ở gần (a) và ở cách xa kênh gây méo (b)

Kết quả mô phỏng và kiểm tra cho thấy, méo sinh ra do KĐRF là nghiêm trọng. Năng lượng của méo sinh ra có thể lớn hơn mức tín hiệu cần thu. Để nâng

cao chất lượng máy thu và tăng khả năng thu được các kênh sóng mang có năng lượng nhỏ thì việc giảm méo là cần thiết.

1.6 Kết luận chương

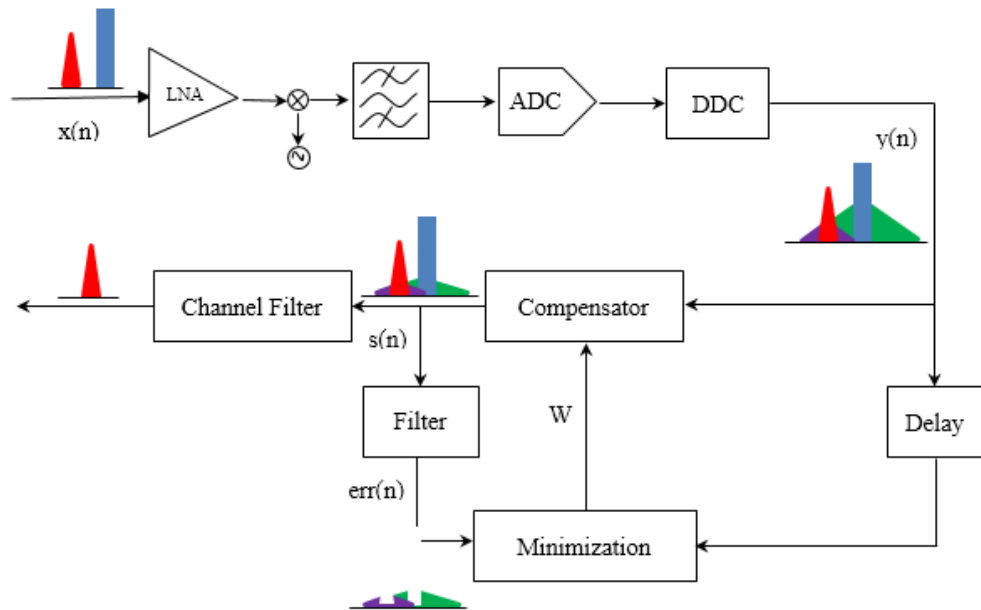
Như vậy thông qua việc tìm hiểu tổng quan về máy thu số trực tiếp băng rộng đã tìm hiểu được cấu trúc chung của một máy thu vô tuyến số. Cấu trúc của máy thu vô tuyến số bao gồm 3 tầng cơ bản: tầng khuếch đại tín hiệu cao tần RF, tầng trộn và tầng xử lý tín hiệu băng cơ sở.

Các yếu tố cơ bản ảnh hưởng đến cấu trúc máy thu số trực tiếp băng rộng cũng được trình bày. Các ảnh hưởng này bao gồm vấn đề dịch DC, mất phối hợp giữa hai nhánh I/Q, ảnh hưởng của tạp âm $1/f$, méo bậc, vấn đề điều khiển bộ khuếch đại đã được trình bày. Từ đó làm cơ sở cho việc tìm hiểu các giải pháp bù méo phi tuyến sẽ được trình bày cụ thể ở trong chương tiếp theo.

CHƯƠNG 2. GIẢI PHÁP BÙ MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ

2.1 Bù méo phi tuyến với thuật toán nhận dạng mù trong miền thời gian

Bù méo phi tuyến trong máy thu không dễ dàng như trong máy phát bởi cả đầu vào và đầu ra của hệ thống phi tuyến không biết. Chỉ khi đầu ra phi tuyến có giá trị, vấn đề phải được giải quyết là giải quyết nhận dạng mù. Thực tế là dấu hiệu điển hình của méo phi tuyến là bức xạ ngoài băng. Tận dụng thông tin năng lượng phát xạ ngoài băng là một cách tốt nhất cho bù méo phi tuyến [6][7].



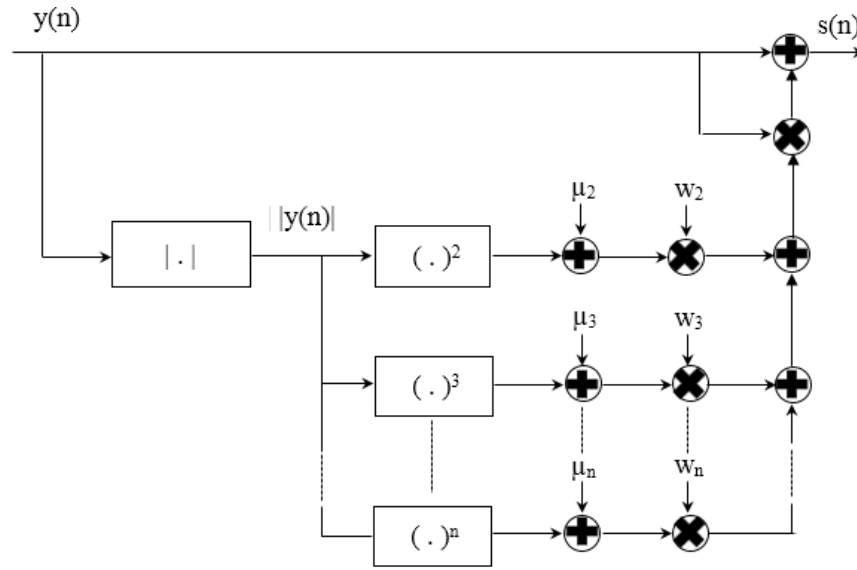
Hình 2.1: Sơ đồ bù méo

Sơ đồ bù méo được đề xuất được minh họa trong hình 2.1. Nguyên tắc là sử dụng một bộ lọc để thu được thành phần IDM trừ các dải và nhiễu mong muốn. Đầu ra của bộ lọc để tối thiểu hàm giá, các hệ số của phép bù được cập nhật một cách thích ứng. Khối τ biểu thị một bộ đệm trễ để đồng bộ tín hiệu đầu vào với đầu ra bộ lọc. Với bộ lọc xác định trước được thực hiện, τ là giá trị cố định. Phép bù dựa trên đa thức và chi tiết được thảo luận trong phần tiếp theo.

2.1.1 Mô hình bù méo

Lựa chọn hầu hết cho mô hình phi tuyến là mô hình đa thức sinh. Nếu chỉ phi tuyến không nhớ được giả định. Đa thức dưới đây có thể được sử dụng như là mô hình bù.

$$s(n) = y(n) + \sum_{i=2}^N w_i |y(n)|^{i-1} y(n) \quad (2.1)$$



Hình 2.2: Mô hình bù méo đề xuất

Trong đó N là bậc phi tuyến. Mô hình này giả sử $w_1 = 1$, chỉ ra rằng phần tuyến tính có hệ số khuếch đại bằng 1. Có thể điều chỉnh $w_1 \neq 1$ bởi vì có thể thực hiện nhân với một hằng số tỷ lệ có thể dễ dàng khôi phục. Lý do sửa w_1 để ngăn chặn tín hiệu bị mất đi. Thực tế, một giải pháp tổng thể cho việc giảm thiểu thành phần ngoài băng là $w_i = 0$ ($i = 2, 3 \dots N$), do đó w_1 được cố định để ngăn chặn sự hội tụ thích nghi. Tuy nhiên, một tác dụng phụ phát sinh là việc cố định w_1 sẽ có ảnh hưởng tiêu cực đến ước lượng hệ số như tốc độ hội tụ chậm, do các phần còn lại của hàm có tương quan mạnh với $y(n)$.

Dựa trên những vấn đề đề cập ở trên, có thể đưa ra thành phần tuyến tính $y(n)$ từ các thành phần còn lại để các thành phần xuyên điều chế được nhấn mạnh. Giải pháp nhưng có thể thực hiện đơn giản là trừ đi tín hiệu đầu vào từ hàm phi tuyến và biểu thức được đưa ra bởi:

$$s(n) = y(n) + \sum_{i=2}^N w_i \varphi_i(n) \quad (2.2)$$

Trong đó:

$$\varphi_i(n) = |y(n)|^{i-1} y(n) + \mu_i y(n) \quad (2.3)$$

Với:

$$E[\varphi_i(n) y^*(n)] = 0 \quad (2.4)$$

$E[\]$ là kỳ vọng và $*$ là liên hợp phức. Do đó các tham số μ_i ($i = 2, 3 \dots N$) được xác định bằng phương trình sau:

$$\mu_i = \frac{E[|y(n)|^{i+1}]}{E[|y(n)|^2]} \quad (2.5)$$

Với cấu trúc này, hàm phi tuyến rõ ràng không tương quan với phần tuyến tính, do đó sự đóng góp của thành phần tuyến tính đến hàm phi tuyến được giảm thiểu. Điều này có lợi ích như tốc độ hội tụ nhanh và yêu cầu thấp cho bộ lọc ngoài băng.

Vấn đề xử lý dấu phẩy tĩnh, thực hiện trực tiếp (2.2) có độ phức tạp cao và các vấn đề ổn định vì có quá nhiều bộ nhân liên quan. Có thể dễ dàng thấy từ (2.1) rằng đa thức gốc có thể được thay thế bởi phép nhân tín hiệu và một bảng LUT cho biên độ tín hiệu nếu các số mũ tương ứng được lưu trong LUT. Với LUT, có thể biểu diễn cho bất kỳ phương trình mong muốn, hàm của đa thức gốc bậc có thể đến rất lớn. Tính toán có thể thực hiện bằng một thuật toán CORDIC [8].

2.1.2 Thuật toán bù phi tuyến mù

Do sự đơn giản và tính khả thi của việc triển khai phân cứng, bình phương trung bình nhỏ nhất (LMS) được áp dụng cho cập nhật bù. Đầu tiên ta xác định ma trận dữ liệu cho bù $\Psi(n) = [\varphi_2(n), \dots, \varphi_N(n)]$, sao cho đầu ra bù có thể biểu diễn bằng:

$$S(n) = y(n) + \Psi(n) \mathbf{W} \quad (2.6)$$

Trong đó $\mathbf{W} = [w_2, w_3, \dots, w_N]^T$ là vec tơ cột chứa các hệ số.

Hai tiêu chuẩn của đầu ra bộ lọc là năng lượng ngoài băng được định nghĩa bằng hàm giá:

$$J(\mathbf{W}) = \|\text{err}(n)\|_2^2 \quad (2.7)$$

Ở đây:

$$\text{err}(n) = h(n) * [\Psi(n)\mathbf{W}] \quad (2.8)$$

Trong đó, $h(n)$ là đáp ứng xung của bộ lọc ngoài băng.

Kết quả ước lượng độ dốc được cho bởi:

$$\frac{\partial J(\mathbf{W})}{\partial \mathbf{W}} = -2h^* * \Psi^H(n)\text{err}(n) \quad (2.9)$$

Trong đó H biểu thị sự chuyển vị Hermite. Có thể thấy từ biểu thức (2.9) áp dụng trực tiếp thuật toán LMS yêu cầu bộ lọc tới ma trận dữ liệu. Để giảm độ phức tạp của thuật toán, ước lượng sau đây được giới thiệu:

$$\frac{\partial J'(\mathbf{W})}{\partial \mathbf{W}} = -2\Psi^H(n)\text{err}(n) \quad (2.10)$$

Cuối cùng, kết quả LMS có thể được phát triển với phương trình cập nhật là:

$$\mathbf{W}^{(k+1)} = \mathbf{W}^{(k)} - \beta \Psi^H(n - \tau)\text{err}(n) \quad (2.11)$$

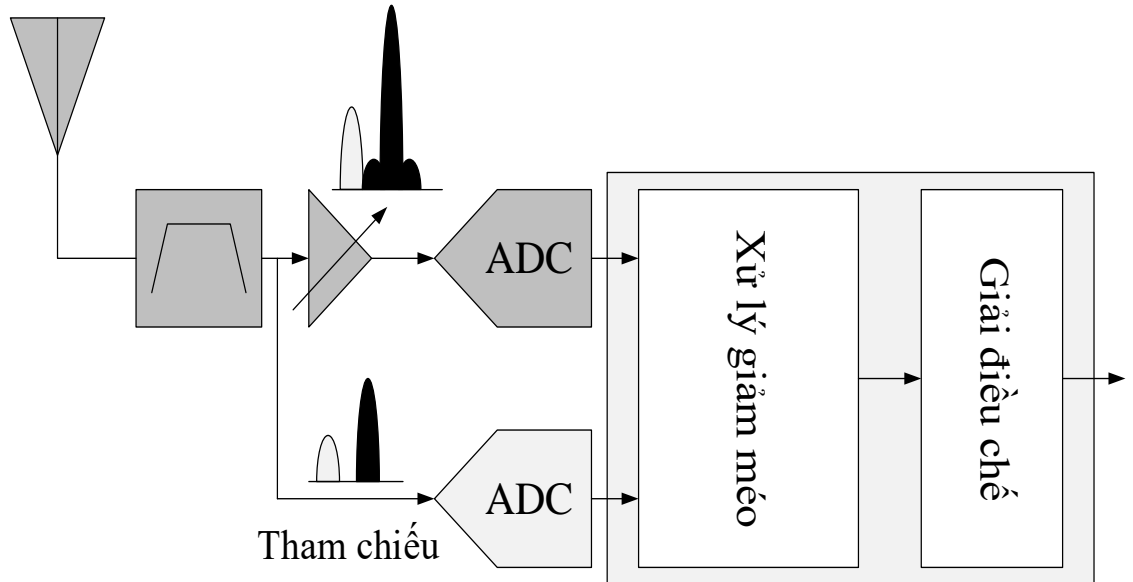
Trong đó ma trận dữ liệu được giữ chậm bởi τ với thời gian phù hợp với đầu ra bộ lọc (hình 2.1). Các thuật toán dựa trên độ dốc khác như RLS (recursive least square) cũng có thể áp dụng cho bù tuy nhiên không được thảo luận ở đây.

Bộ lọc được sử dụng cho kỹ thuật bù được đề xuất để loại bỏ tín hiệu mong muốn và xuyên nhiễu để có được tín hiệu ngoài băng. Vì quá trình xử lý bù là trong băng gốc nên tín hiệu mong muốn nằm ở trung tâm miền tần số trong khi xuyên nhiễu nằm bên cạnh. Do đó đáp ứng của bộ lọc nên bất đối xứng dẫn đến một bộ lọc có hệ số phức tạp. Do đó, việc thực hiện lọc ngoài băng yêu cầu 3 bộ lọc thực.

Một khía cạnh của bộ lọc ở đây là bộ lọc không có đáp ứng tần số chuẩn như lọc thông thấp, thông cao hay lọc dải. Ứng dụng cụ thể trong phép bù được đề xuất là thiết kế bộ lọc với đáp ứng xung tùy ý. Các phương pháp thiết kế đã được nghiên

cứu nhiều và dễ dàng tìm thấy. Trong bài báo này, phương pháp xấp xỉ chebyshev [9] được sử dụng để tính các bộ lọc mong muốn.

2.2 Sử dụng kênh thu phụ tuyến tính làm tham chiếu để xử lý méo



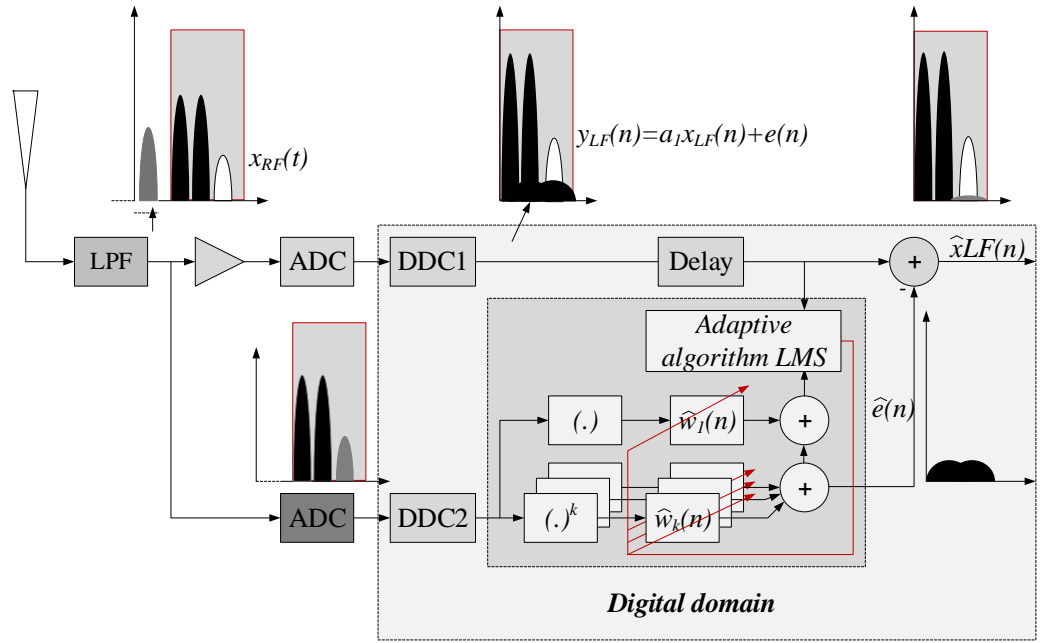
Hình 2.3: Cấu trúc máy thu sử dụng kênh thu phụ tuyến tính làm tham chiếu cho giải pháp giảm méo

Như đã trình bày ở trên, các kênh tín hiệu năng lượng lớn vào máy thu sẽ là các kênh có méo sinh ra do phi tuyến của KĐRF sinh ra làm ảnh hưởng đến chính kênh đó và các kênh khác có mức thu nhỏ. Với DDCR thì không chỉ các kênh ở gần mà các kênh ở xa cũng có thể bị ảnh hưởng. Do đó, méo sinh ra từ các kênh có năng lượng lớn cần được loại bỏ. Giải pháp xử lý méo được trình bày cho mô hình máy thu DDCR với tất cả các thành phần méo được xử lý. Giải pháp được thực hiện bằng cách sử dụng thêm máy tham chiếu tuyến tính như thể hiện trong Hình 6. Máy thu tham chiếu không sử dụng bộ khuếch đại và được coi là tuyến tính để thu được những kênh có năng lượng lớn [6]. Các kênh tín hiệu của máy thu tham chiếu được tổng hợp và đưa vào mô hình phi tuyến để khôi phục lại méo hoặc tìm các tham số của méo. Thuật toán LMS được sử dụng làm các tham số méo được giống với méo thực tế của máy thu chính có KĐRF. Để có tín hiệu tham chiếu hai kỹ thuật lấy mẫu của ADC là oversampling và undersampling được sử dụng cho kênh thu tham chiếu.

2.2.1 Giảm méo phi tuyến LNA sử dụng máy thu tham chiếu với kỹ thuật oversampling

Trong phần này, mô hình DDCR đa kênh toàn dải với ADC số hóa trực tiếp tín hiệu từ RF được sử dụng. Tín hiệu RF từ anten được khuếch đại, số hóa, chuyển sang tần số thấp và giảm méo. Giải pháp xử lý biến dạng được thực hiện dựa trên mô hình hai máy thu như tình bày ở trên. Tín hiệu RF của cả hai máy thu chính và máy thu tham chiếu sau ADC đều được chuyển xuống tần số thấp bởi hai bộ DDC có cấu trúc và tham số giống hệt nhau. méo của máy thu chính được xử lý sau DDC. Tín hiệu sau DDC của kênh tham chiếu được đưa vào mô hình phi tuyến để tái tạo méo. Thuật toán LMS được sử dụng để ước lượng các tham số ai trong công thức (1)/ Hình 3 làm cho méo sinh ra sau mô hình phi tuyến giống với méo của LNA. Loại bỏ méo của máy thu chính sau DDC bằng cách trừ tín hiệu bị méo đi méo được tái tạo hoặc nghịch đảo đặc tuyến của méo. Sơ đồ giải pháp được trình bày trong Hình 7.

Với máy thu dải tần HF/VHF độ phân giải của ADC hiện nay đạt tới 16 bit [7, 8] đủ cho thiết kế các máy thu đa kênh toàn dải. Các ADC tốc độ lấy mẫu hàng *Gigahertz* chỉ tối đa 12 bit và SFDR đạt khoảng 70 dBc [9, 10]. Do đó, khi tần số sóng mang của máy thu lên tới *Gigahertz* thì giải pháp sử dụng máy thu tham chiếu không có LNA để lấy thông tin của các kênh bị méo như đã đề cập ở trên cần phải tính đến ảnh hưởng của nhiễu lượng tử. Hơn nữa, việc thêm một ADC để lấy mẫu và xử lý tốc độ cao sẽ làm cho chi phí, mức tiêu thụ năng lượng (do xử lý trên FPGA và ADC) của máy thu tăng lên. Để giảm sai số lượng tử, chi phí sản xuất và tiêu thụ năng lượng, đề xuất sử dụng kênh tham chiếu phụ tuyến tính sử dụng ADC tốc độ lấy mẫu chỉ cần gấp đôi dải tần làm việc của máy thu.

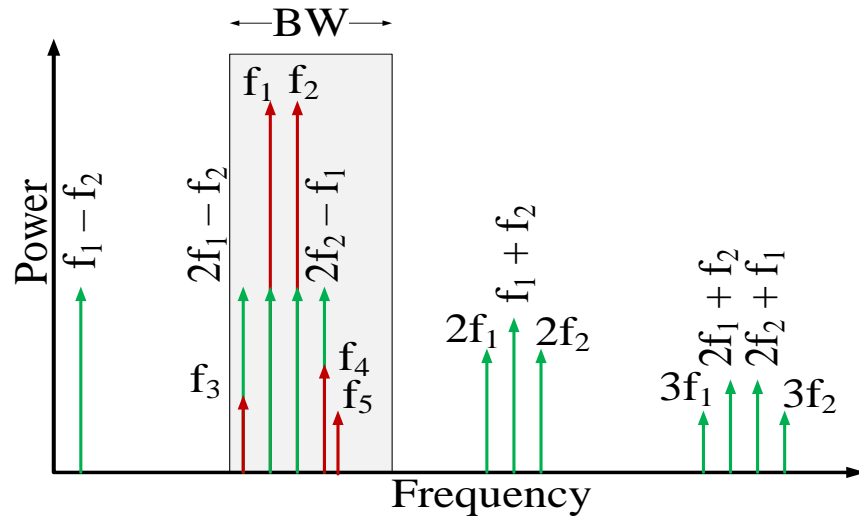


Hình 2.4: Sơ đồ cấu trúc của DRF-RXs dùng máy thu tham chiếu phụ với kỹ thuật oversampling.

2.1.2 Giảm méo phi tuyến LNA sử dụng kênh thu tham chiếu với kỹ thuật under-sampling

Kỹ thuật này chỉ áp dụng được cho DDCR không đồng thời thu toàn dải mà chỉ làm việc trong một dải tần hẹp hoặc áp dụng cho ADCR (Hình 8). Kỹ thuật undersampling còn được gọi là kỹ thuật lấy mẫu băng thông, lấy mẫu hài cho ADC [11, 12] được sử dụng trong đề xuất này. Tốc độ lấy mẫu của ADC kênh tham chiếu nhỏ hơn 2 lần so với tần số tối đa của tín hiệu nhưng lớn hơn hai lần dải tần của máy thu. Kỹ thuật undersampling hiện chỉ áp dụng cho lấy mẫu tại trung tần của máy thu [1]. Tín hiệu tại trung tần là tín hiệu đã được lọc bỏ phần lớn các thành phần bên ngoài băng nên việc lấy mẫu dưới sẽ đảm bảo không bị ảnh hưởng bởi các thành phần nằm ngoài băng. Ở đây chúng tôi sử dụng kỹ thuật này cho kênh tham chiếu phụ để thu được các tín hiệu có năng lượng lớn (kênh tín hiệu gây méo) bên trong dải làm việc máy thu. Với giải pháp này, để tránh aliasing không mong muốn trên kênh thu tham chiếu thì bộ lọc tương tự dải thông băng rộng được đặt phía trước ADC. Băng thông bộ lọc bằng với dải tần số hoạt động của máy thu. Máy thu mà chúng tôi đang xét là máy thu đa kênh dải tần làm việc rất rộng nên việc thiết kế một bộ lọc băng chống aliasing trước ADC sẽ dễ dàng thực hiện hơn so với máy thu

băng hẹp. Việc lấy mẫu dưới giống như chuyển đổi tín hiệu RF sang miền tần số thấp [13] do đó trong miền xử lý tín hiệu số DDC không còn cần phải được sử dụng cho kênh tham chiếu. Mục đích sử dụng ADC tốc độ thấp cho kênh thu tham chiếu là để khắc phục một số hạn chế khi dùng ADC lấy mẫu trên như: giảm ảnh hưởng do lỗi lượng tử do các ADC tốc độ thấp thường có số bit lượng tử lớn và SFDR đạt tới hàng trăm dBc [LTC2208, LTC2209, LTC2107], giảm tải năng lực xử lý của phần cứng vì không cần sử dụng DDC trong máy thu phụ, giảm chi phí ADC và năng lượng tiêu thụ của máy thu.



Hình 2.5: Méo trong máy thu DDCR làm việc với dải tần hẹp

Với đề xuất của chúng tôi, tốc độ lấy mẫu của ADC chỉ cần cao hơn ít nhất 2 lần so với băng tần làm việc của máy thu [13]. Nếu W là dải tần làm việc của máy thu ($W = f_H - f_L$) thì tần số lấy mẫu $f_s \geq 2W$ được yêu cầu và:

$$\frac{2f_H}{n} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{n-1} \quad (2.12)$$

Với bất kỳ số nguyên n thỏa mãn:

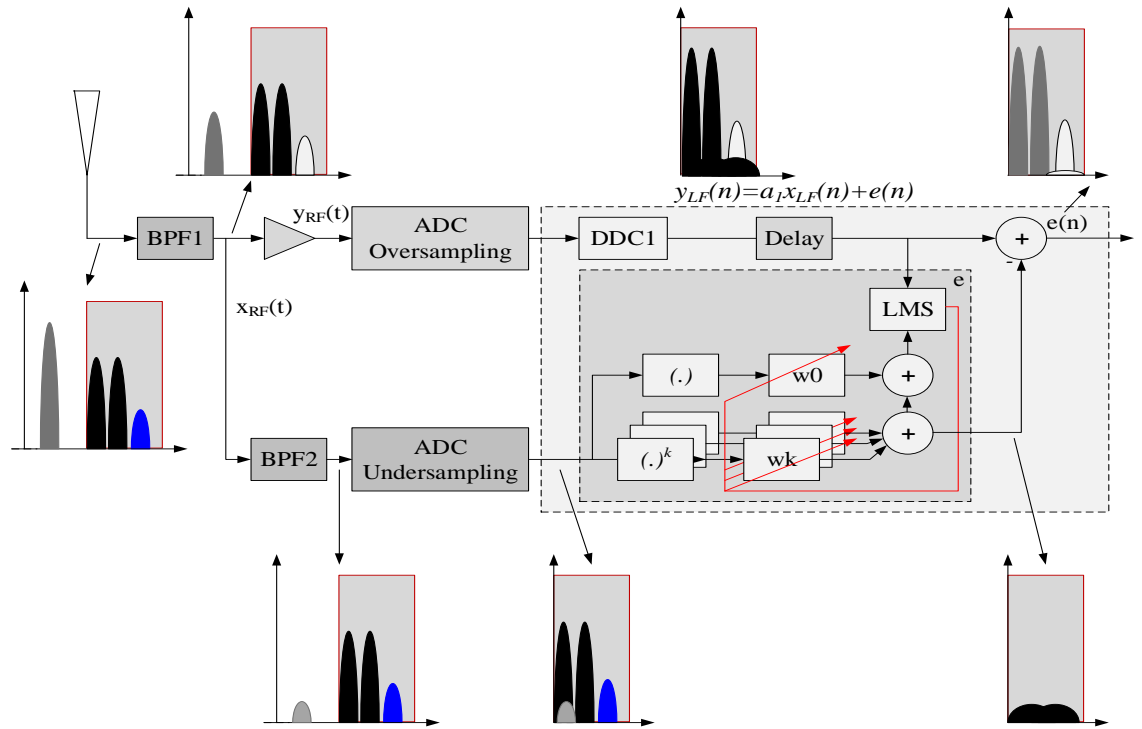
$$1 \leq n \leq \left(\frac{f_H}{f_H - f_L} \right) \quad (2.13)$$

Tín hiệu sau ADC được đưa đến phần xử lý giảm méo mà không cần có bộ chuyển hạ tần số. Méo được giảm bằng cách trừ tín hiệu bị méo sau DDC của kênh thu chính đi méo được tái tạo bằng mô hình phi tuyến hoặc nghịch đảo hàm truyền của kênh thu chính theo các tham số của mô hình méo sau khi điều chỉnh các hệ số bằng thuật toán LMS. Vì không có DDC, để đồng bộ hóa với máy thu chính, một bộ

delay được sử dụng cho máy thu phụ. Thời gian trễ phụ thuộc vào thiết kế thực tế của máy thu và nó cần được dựa trên thời gian chuyển đổi của thời gian xử lý ADC và DDC tốc độ thấp.

Kênh thu chính có bộ khuếch đại LNA và ADC tốc độ cao thực hiện thu, tách kênh và giải điều chế tín hiệu. Việc thiết kế kênh thu chính với kỹ thuật undersampling đảm bảo các chỉ tiêu là khó thực hiện bởi việc thiết kế bộ lọc băng chất lượng cao để loại bỏ aliasing không mong muốn hiện tại rất khó khăn. Do đó, ở kênh thu chính, ADC tốc độ cao vẫn được sử dụng và tần số lấy mẫu lớn hơn rất nhiều băng thông tín hiệu. Việc sử dụng ADC tốc độ cao cho kênh thu chính còn để có một hệ số processing gain được thêm vào cho SNR [].

Do méo được xử lý tại băng gốc, chỉ một dải tần được chuyển hạ bởi DDC do đó giải pháp này chỉ áp dụng cho các máy thu đa kênh dải rộng. Với một máy thu toàn dải (từ 0 đến $f_s/2$), cần thêm các kênh tham chiếu với bộ lọc đầu vào của các kênh thu khác nhau. Mô phỏng giải pháp của chúng tôi được thực hiện bằng phần mềm Matlab. Các kết quả mô phỏng được trình bày trong phần sau.

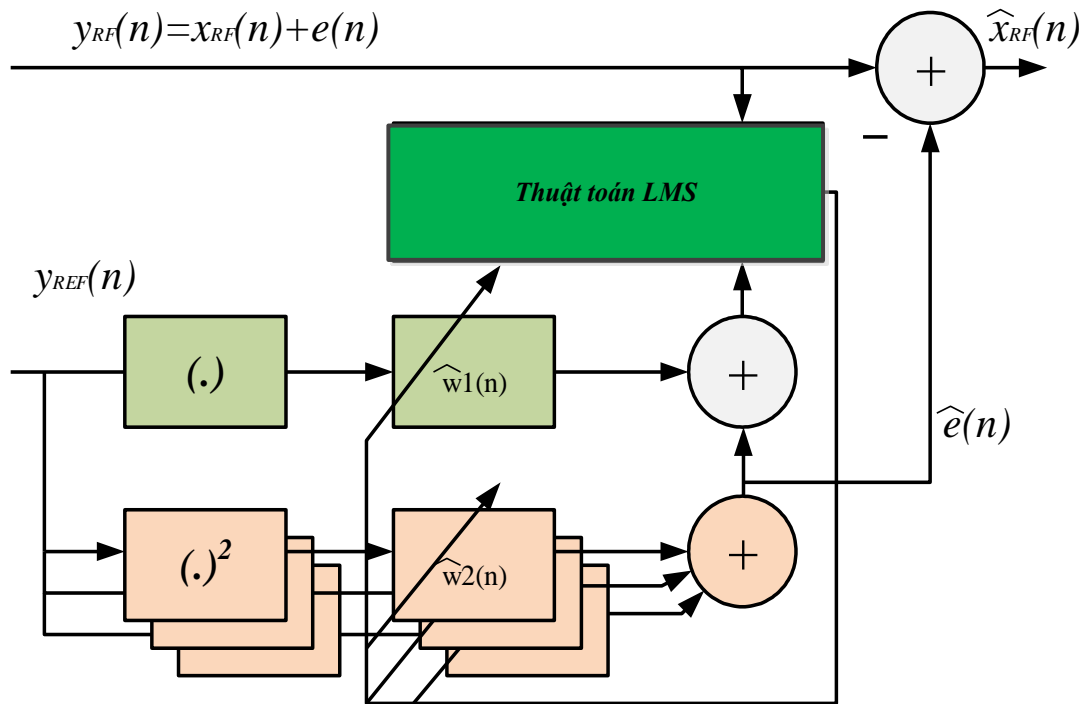


Hình 2.6: Sơ đồ cấu trúc của DRF-RXs dùng máy thu tham chiếu phụ với kỹ thuật undersampling

Từ việc sử dụng kênh thu tham chiếu, méo của máy thu chính được loại bỏ bằng cách trừ đi méo vừa tái tạo hoặc đặc tuyến của méo được nghịch đảo. Các xử lý loại bỏ méo được thực hiện trong miền số.

2.3 Mô tả thuật toán giảm méo bằng cách tái tạo và trừ méo

Các kênh tín hiệu của máy thu phụ được tổng hợp đưa vào mô hình phi tuyến để tái tạo lại méo. Đầu ra của mô hình phi tuyến bao gồm thành phần tuyến tính và méo. Méo sinh ra sau mô hình méo được điều chỉnh giống các thành phần sinh ra từ KĐRF của máy thu. Để đơn giản cho xử lý tại RF thì việc điều chỉnh các hệ số trong mô hình phi tuyến được thực hiện bằng thuật toán LMS. Kết quả điều chỉnh các tham số của mô hình phi tuyến sẽ giống với tham số của phi tuyến trong KĐRF của kênh thu chính. Dựa vào kết quả điều chỉnh này ta có thể thực hiện giảm méo do phi tuyến của KĐRF sinh ra. Sơ đồ thực hiện của giải pháp được thể hiện trong Hình 2.7.



Hình 2.7: Sơ đồ thực hiện giảm méo bằng cách trừ méo

Thao tác giảm méo phi tuyến của KĐRF cho máy thu được thực hiện bằng cách trừ đi méo đã xác định từ mô hình phi tuyến. Thay cho mô hình phi tuyến tổng

quát thì mô hình phi tuyến đơn giản đến bậc 3 được sử dụng. Cụ thể quá trình xử lý được mô tả sau đây.

Giả sử tín hiệu RF nhận được trong miền số sau khi qua KĐRF là:

$$\begin{aligned} y_{RF}[n] &= w_1 f_1(x_{RF}[n]) + w_2 f_2(x_{RF}[n]) + w_3 f_3(x_{RF}[n]) \\ &= x_{RF}[n] + e[n] \end{aligned} \quad (2.14)$$

Trong đó:

$$f_1(x[n]) = x_{RF}[n] \quad (2.15)$$

$$f_2(x[n]) = x_{RF}^2[n]$$

$$f_3(x[n]) = x_{RF}^3[n]$$

với $x_{RF}[n]$ là thành phần tuyến tính, $e[n]$ là thành phần méo sinh ra do phi tuyến của KĐRF.

Méo ở đây là hai thành phần bậc hai và bậc 3 có dạng:

$$e[n] = w_2 f_2(x_{RF}[n]) + w_3 f_3(x_{RF}[n]) \quad (2.16)$$

Tín hiệu sau xử lý được giảm méo bằng cách trừ tín hiệu sau ADC đi các thành phần méo đã khôi phục:

$$\hat{x}_{RF}[n] = y_{RF}[n] - \hat{e}[n] \quad (2.17)$$

Trong đó $\hat{e}[n]$ là thành phần méo được khôi phục bằng mô hình phi tuyến và:

$$\hat{e}[n] = \hat{w}_2 f_2(x_{RF}[n]) + \hat{w}_3 f_3(x_{RF}[n]) \quad (2.18)$$

Như vậy:

$$\hat{x}_{RF}[n] = y_{RF}[n] - \hat{w}_2 f_2(x_{RF}[n]) + \hat{w}_3 f_3(x_{RF}[n]) \quad (2.19)$$

Thay (2.12) vào (2.15) ta được:

$$\hat{x}_{RF}[n] = x_{RF}[n] + e[n] - \hat{e}[n] \quad (2.20)$$

Ta có:

$$\begin{aligned}
\hat{x}_{RF}[n] &= x_{RF}[n] + w_2 f_2(x_{RF}[n]) + w_3 f_3(x_{RF}[n]) \\
&\quad - (\hat{w}_2 f_2(x_{RF}[n]) + \hat{w}_3 f_3(x_{RF}[n])) \\
&= x_{RF}[n] + (w_2 - \hat{w}_2) f_2(x_{RF}[n]) \\
&\quad + (w_3 - \hat{w}_3) f_3(x_{RF}[n])
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Từ (2.17) có thể thấy tín hiệu sau khi sửa $\hat{x}[n]$ giống với tín hiệu tuyến tính đầu vào nhất $x[n]$ khi $\hat{w}_2 \sim w_2$ và $\hat{w}_3 \sim w_3$

Với thuật toán LMS các hệ số của mô hình phi tuyến được xác định:

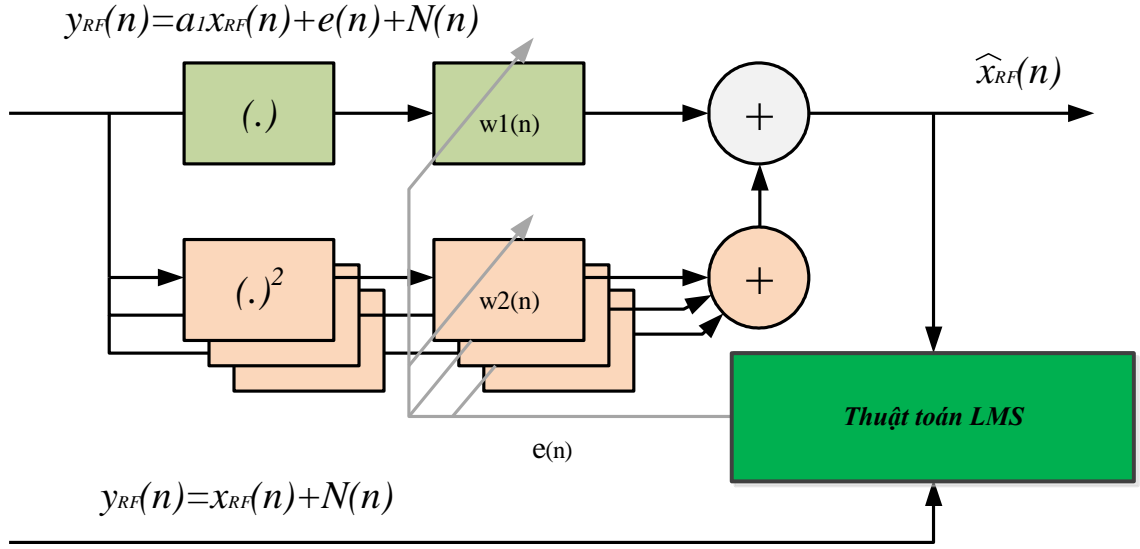
$$\begin{aligned}
\hat{w}_1[n] &= \hat{w}_1[n-1] + \mu_1 f_1(x[n]) \hat{\varepsilon}[n] \\
\hat{w}_2[n] &= \hat{w}_2[n-1] + \mu_2 f_2(x[n]) \hat{\varepsilon}[n] \\
\hat{w}_3[n] &= \hat{w}_3[n-1] + \mu_3 f_3(x[n]) \hat{\varepsilon}[n]
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Trong đó:

$$\hat{\varepsilon}[n] = y[n] - (\hat{w}_1 f_1(x[n]) + \hat{w}_2 f_2(x[n]) + \hat{w}_3 f_3(x[n])) \tag{2.23}$$

Giải pháp xử lý phi tuyến của KĐRF bằng cách trừ tín hiệu RF bị méo cho méo được tái tạo từ kênh thu tham chiếu đã được trình bày. Giải pháp nghịch đảo đặc tuyến của méo dựa vào thuật toán LMS kết hợp mô hình phi tuyến sẽ được trình bày tiếp theo sau đây.

2.4 Giảm méo bằng cách nghịch đảo méo



Hình 2.8: Sơ đồ xử lý méo phi tuyến bằng cách nghịch đảo méo

Phương pháp này vẫn dựa trên kênh thu tham chiếu phụ tuyến tính. Tín hiệu bị méo từ kênh thu chính được đưa vào mô hình phi tuyến. Các hệ số của mô hình phi tuyến được điều chỉnh theo thuật toán LMS để nghịch đảo đặc tuyến của méo trong tín hiệu RF để đầu ra xử lý là tín hiệu tuyến tính. Sơ đồ xử lý méo được thể hiện trong Hình 2.8.

Tín hiệu RF bị méo được đưa vào mô hình phi tuyến (nghiên cứu này thực hiện tới bậc 3). Tín hiệu đầu ra mô hình phi tuyến là các thành phần tuyến tính $g_1(x[n])$ và phi tuyến $g_2(x[n])$ và $g_3(x[n])$ được xác định bởi:

$$\begin{aligned} g_1(y_{RF}[n]) &= y_{RF}[n] \\ g_2(y_{RF}[n]) &= y_{RF}^2[n] \end{aligned} \quad (2.24)$$

.....

$$g_k(y_{RF}[n]) = y_{RF}^k[n]$$

Tín hiệu đầu ra của mô hình méo được so sánh với tín hiệu tham chiếu $d[n]$ là tín hiệu chuẩn tuyến tính:

$$\hat{e}[n] = d[n] - (\hat{w}_1 g_1(y_{RF}[n]) + \hat{w}_2 g_2(y_{RF}[n]) \dots + \hat{w}_k g_k(y_{RF}[n])) \quad (2.25)$$

Sai số được sử dụng để điều chỉnh các hệ số của mô hình phi tuyến sao cho sai số $\hat{\varepsilon}[n]$ tiến về 0.

$$\begin{aligned}\hat{w}_1[n] &= \hat{w}_1[n-1] + \mu_1 f_1(y_{RF}[n]) \hat{\varepsilon}[n] \\ \hat{w}_2[n] &= \hat{w}_2[n-1] + \mu_2 f_2(y_{RF}[n]) \hat{\varepsilon}[n] \\ &\dots\dots\dots \\ \hat{w}_k[n] &= \hat{w}_k[n-1] + \mu_k f_k(y_{RF}[n]) \hat{\varepsilon}[n]\end{aligned}\tag{2.26}$$

Tín hiệu đầu ra mô hình phi tuyến sau khi điều chỉnh được cho trong (2.23). Sau khi điều chỉnh, các hệ số của mô hình phi tuyến \hat{w}_i ($i=1,2,..k$) có giá trị ngược với tham số méo thực tế w_i của KDRF. Kết quả đầu ra xử lý:

$$\hat{x}_{RF}[n] = \hat{w}_1 f_1(y_{RF}[n]) + \hat{w}_2 f_2(y_{RF}[n]) \dots + \hat{w}_k f_k(y_{RF}[n])\tag{2.27}$$

2.5 Kết luận chương

Thông qua việc tìm hiểu một số mô hình phi tuyến đã cho thấy khả năng áp dụng của các mô hình khác nhau cho một hệ thống nhất định. Các mô hình phi tuyến có nhớ đã được giới thiệu và phân tích. Trong đó, các mô hình phi tuyến giải tích có nhớ dựa trên mô hình chuỗi Volterra và các biến thể của nó được trình bày. Các trường hợp đặc biệt của mô hình Volterra được trình bày bằng cách xác định mối quan hệ hạt nhân của chúng.

Đặc biệt, các mô hình phi tuyến trong máy thu số trực tiếp băng rộng đã được trình bày bao gồm phi tuyến tầng RF, phi tuyến do mất cân bằng I/Q và phi tuyến do khuếch đại băng cơ sở. Trong đó tập trung tìm hiểu hai ảnh hưởng méo phi tuyến lớn nhất lên hiệu năng máy thu: méo phi tuyến gây ra do hài bậc hai và méo phi tuyến gây ra do hài bậc ba.

Mô hình bù méo phi tuyến với thuật toán nhận dạng mù trong miền thời gian. Nêu lên phương pháp sử dụng kênh phụ tham chiếu để giả tạo méo phi tuyến. Từ giả thuyết trên đã đưa ra 02 mô hình bù méo bằng phương pháp tạo méo và trừ méo và nghịch đảo méo. Méo phi tuyến được xét ở đây là méo do khuếch đại LNA tạo ra. Đây là cơ sở toán học để mô phỏng đánh giá phương pháp bù méo phi tuyến được trình bày trong chương 3.

CHƯƠNG 3. MÔ PHỎNG ĐÁNH GIÁ CÁC GIẢI PHÁP BÙ MÉO PHI TUYẾN TRONG MÁY THU SỐ

3.1 Mô phỏng méo phi tuyến

3.1.1 Mô phỏng méo phi tuyến tại RF

Luận văn đưa ra mô hình méo do phi tuyến của LNA tới cấu trúc máy thu số trực tiếp trực tiếp băng rộng. Kết quả mô phỏng được thực hiện trên máy thu số trực tiếp băng rộng tại dải tần HF (3-30MHz). Tín hiệu đầu vào kiểm tra là các tín hiệu đa kênh có mức năng lượng khác nhau, tổng năng lượng đầu vào lớn đảm bảo đầu ra bộ khuếch đại LNA có méo.

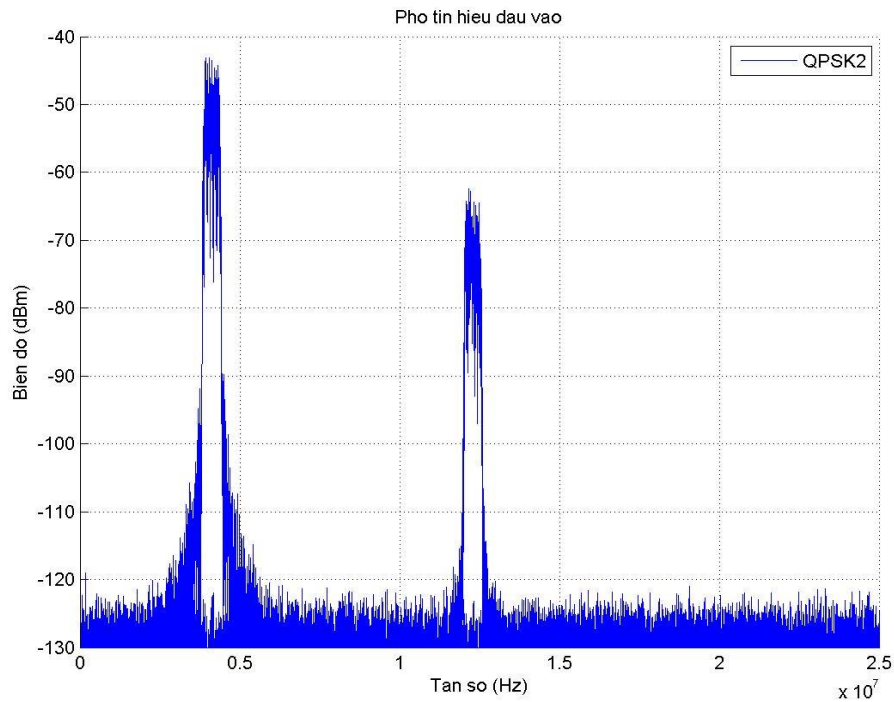
Như đã trình bày ở phần trước biểu diễn mô hình méo cho trường hợp này vẫn là mô hình Hammerstein. Do đó mô hình phi tuyến đơn giản của RF có thể được viết:

$$y'_{RF}(t) = a_1 x_{RF}(t) + a_2 x_{RF}^3(t) \quad (3.1)$$

Trong đó a_1 là hệ số chỉ độ khuếch đại tuyến tính của LNA và a_2 biểu thị mức độ méo bậc 3.

Đầu tiên tạo ra tín hiệu 2 tone đưa vào đầu vào máy thu có dạng điều chế QPSK. Hai tín hiệu QPSK này có tần số tương ứng là 4,125 MHz và 12,29 MHz với biên độ của tần số 12,199 MHz bằng 1/10 biên độ của tín hiệu 4,125 MHz. Điều này thể hiện biên độ đầu vào máy thu là không đồng nhất trong một phổ tần rộng.

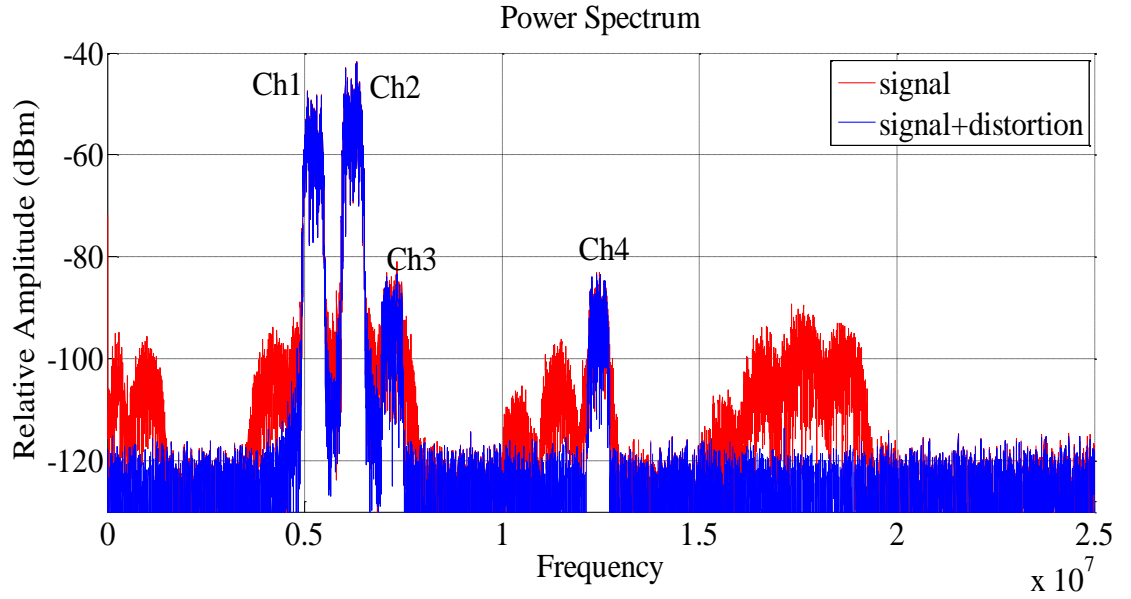
Như Hình 3.1 thì phổ tần số ở đầu vào máy thu là phổ của 2 tần số cách nhau gần 10 MHz trong dải sóng ngắn với biên độ các tín hiệu đầu vào tương ứng là -45 dBm và -65 dBm.



Hình 3.1: Phổ tín hiệu 2 tần số

Sau khi tạo ra 2 tín hiệu QPSK sẽ thực hiện thiết lập phi tuyến RF theo công thức $y(t) = a_1x(t) + 3a_2A^2(t)x(t)$. Sau đó tính toán FFT cho thành phần phi tuyến này và thực hiện hiển thị phổ công suất của méo phi tuyến RF.

Kết quả mô phỏng mô hình phi tuyến với đầu vào là tín hiệu 2-tone tần số. Hình 3.2 cho thấy méo ảnh hưởng cho máy thu số trực tiếp băng rộng bao gồm thành phần xung quanh tần số f_1, f_2 đồng thời có cả thành phần tần số $2f_1 + f_2$. Việc loại bỏ thành phần tần số hài $2f_1 + f_2$ được loại bỏ dễ dàng với cấu trúc máy thu. Tuy nhiên với méo phi tuyến RF gây ra hài và xuyên nhiễu vẫn có thể ở dải mong muốn. Để giải quyết vấn đề này đòi hỏi các phương pháp xử lý méo phức tạp.



Hình 3.2: Méo phi tuyến do LNA tác động lên máy thu

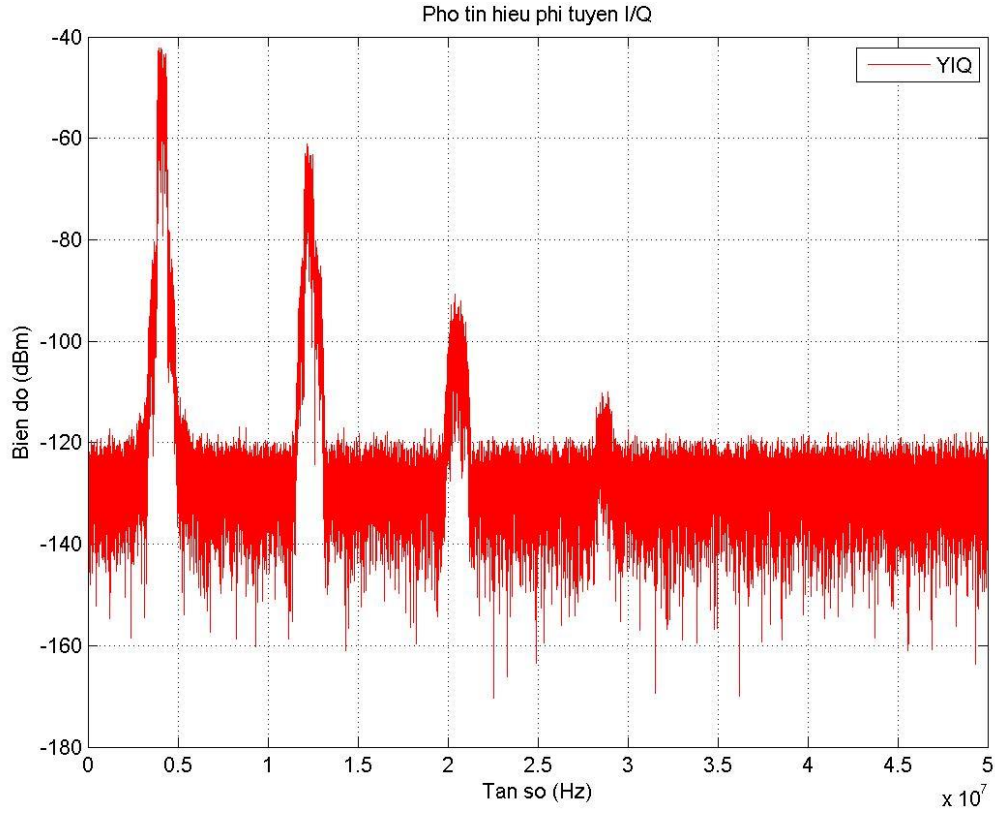
3.1.2 Mô phỏng méo sinh ra do mất cân bằng I/Q

Theo nội dung Chương 2 thì thành phần méo phi tuyến gây ra do mất cân bằng I/Q được diễn tả bởi:

$$\tilde{y}(t) = k_1(t) + k_2 y * (t) \quad (3.2)$$

Sau khi tạo ra 2 tín hiệu QPSK tại tần số sóng mang 4,125 MHz và 12,29 MHz thì chương trình sẽ thực hiện thiết lập phi tuyến do mất cân bằng I/Q theo công thức $y(t) = k_1 y_{RF}(t) + k_2 y_{RF}^*(t)$. Sau đó tính toán FFT cho thành phần phi tuyến này và thực hiện hiển thị phổ công suất của méo phi tuyến do mất cân bằng I/Q.

Kết quả mô phỏng mô hình phi tuyến gây ra do mất cân bằng I/Q được thể hiện trên Hình 3.3. Các thành phần tần số hài gây ra do méo này bao gồm thành phần xung quanh tần số f_1 , f_2 đồng thời có cả thành phần tần số $2f_1 + f_2$ và $f_1 + 2f_2$. Việc loại bỏ thành phần tần số hài $2f_1 + f_2$ và $f_1 + 2f_2$ được loại bỏ dễ dàng bởi bộ lọc thông thấp. Tuy nhiên cũng giống với méo phi tuyến RF thì thành phần gây ra hài và xuyên nhiễu vẫn có thể ở dải mong muốn. Để giải quyết vấn đề này đòi hỏi các phương pháp xử lý méo cũng hết sức phức tạp.



Hình 3.3: Méo phi tuyến gây ra do mất cân bằng I/Q

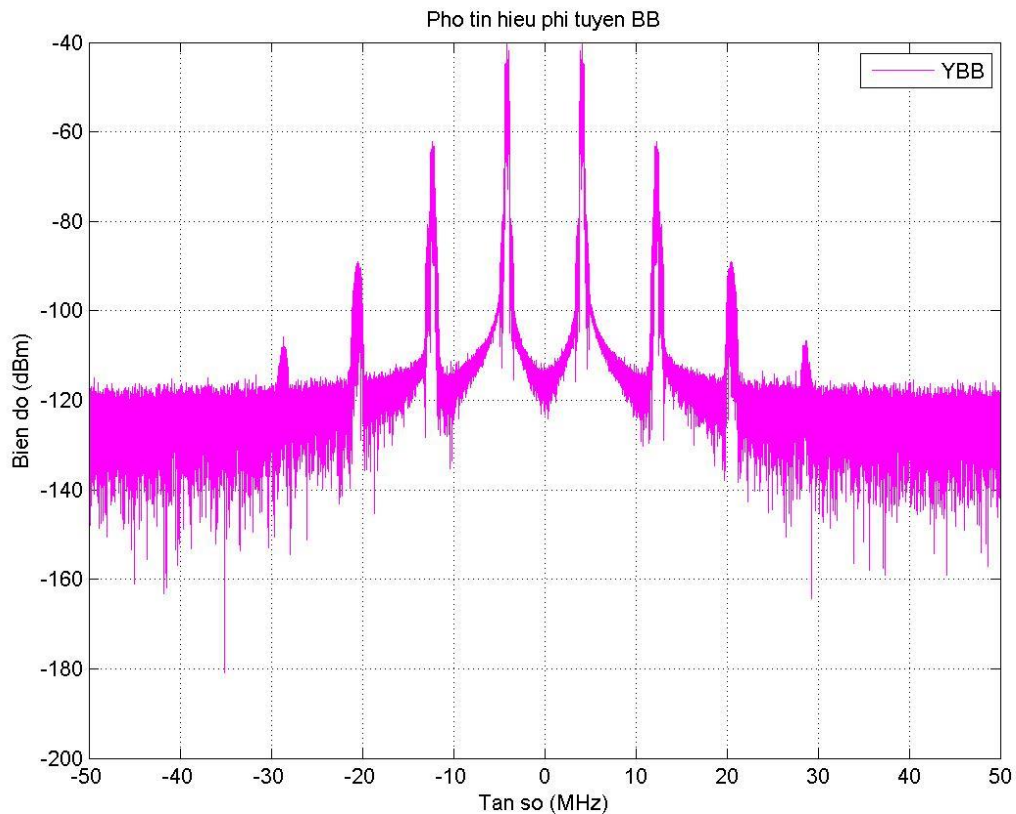
3.1.3 Mô phỏng méo phi tuyến gây ra bởi bộ khuếch đại băng cơ sở

Méo phi tuyến mô hình BB đơn giản hóa có thể được biểu diễn như sau:

$$y'_{I.BB}(t) = a_{3I}\widetilde{y}_I(t) + a_{4I}\widetilde{y}_I^3(t) \quad (3.3a)$$

$$y'_{Q.BB}(t) = a_{3Q}\widetilde{y}_Q(t) + a_{4Q}\widetilde{y}_Q^3(t) \quad (3.3b)$$

Giống như thực hiện mô phỏng méo RF và mất cân bằng I/Q thì để mô phỏng méo gây ra do bộ khuếch đại trong băng cơ sở cũng sử dụng đầu vào là tín hiệu 2 tần số 4,125 MHz và 12,29 MHz. Kết quả mô phỏng méo BB được thể hiện như trên Hình 3.4.

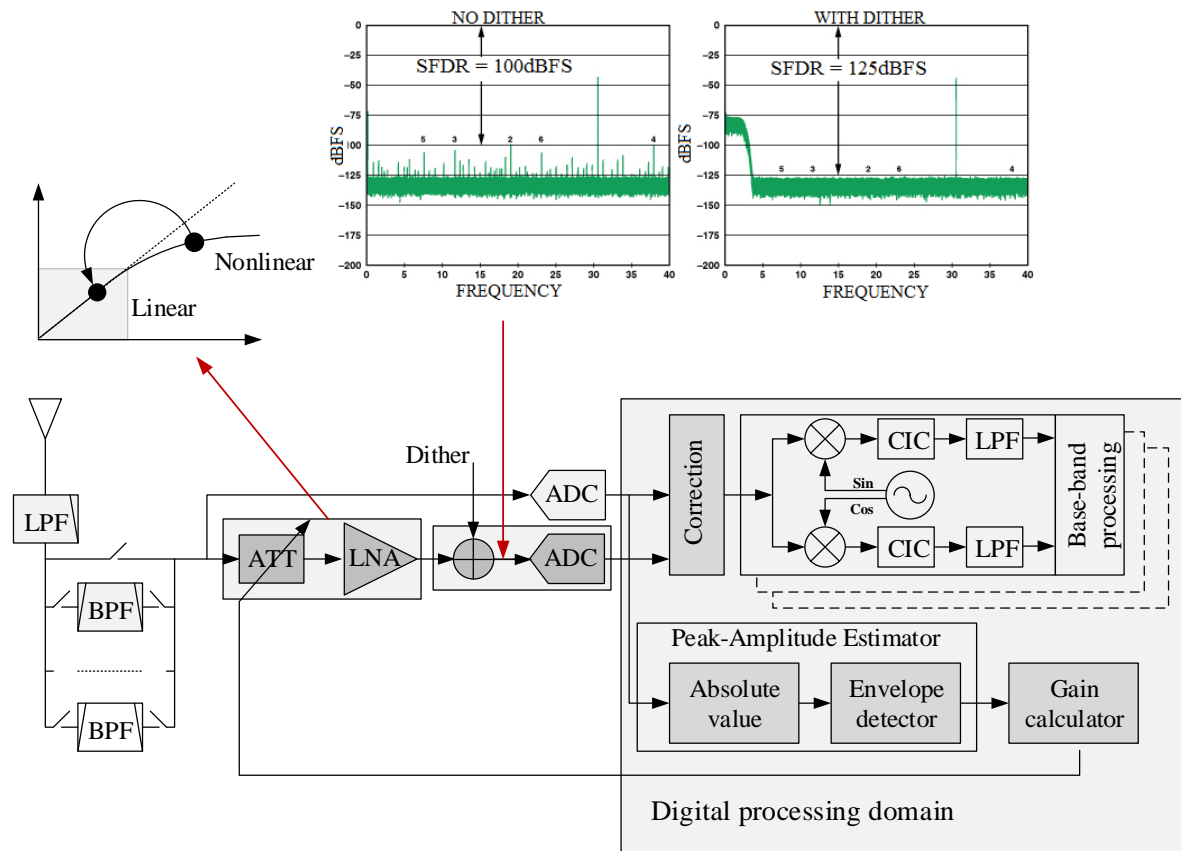


Hình 3.4: Méo phi tuyến gây ra bởi bộ khuếch đại băng cơ sở

Sau khi tạo ra 2 tín hiệu QPSK sẽ thực hiện thiết lập phi tuyến do bộ khuếch đại trong băng cơ sở theo công thức (3.3a) và (3.3b). Sau đó sẽ thực hiện tính toán FFT cho thành phần phi tuyến này và thực hiện hiển thị phổ công suất của méo phi tuyến do khuếch đại BB. Kết quả mô phỏng trên Hình 3.4 minh chứng một tín hiệu hai tone bị ảnh hưởng bởi mô hình phi tuyến BB đơn giản. Để nhấn mạnh ảnh hưởng BB thì thành phần phi tuyến RF và mất cân bằng I/Q bộ trộn được bỏ qua trong hình này.

Phi tuyến I và Q độc lập nhau do sau khi chuyển đổi xuống I/Q, tín hiệu gặp phi tuyến BB xuất hiện ở các nhánh I và Q riêng biệt. Đây là một trong những khác biệt chính giữa phi tuyến RF và BB. Các thành phần tần số hài gây ra do méo này bao gồm thành phần xung quanh tần số f_1 , f_2 đồng thời có cả thành phần tần số $2f_1 + f_2$, $f_1 + 2f_2$ và $f_1 + 3f_2$; các thành phần xung quanh tần số ảnh $-f_1$, $-f_2$ và $-2f_1 - f_2$, $-f_1 - 2f_2$ và $-f_1 - 3f_2$. Việc loại bỏ thành phần tần số hài ở dải mong muốn đòi hỏi phải có kỹ thuật xử lý tốt để xử lý méo.

3.2 Mô tả giải pháp giảm méo bằng cách trừ và nghịch đảo trong máy thu đổi tần trực tiếp



Hình 3.5: Mô hình DCR với các giải pháp tuyến tính hóa

Tín hiệu méo do LNA sinh ra sẽ vào trong máy thu do đó các thành phần có méo tồn tại là LNA, ADC và FPGA/DSP. Để giảm méo ta có thể can thiệp vào các thành phần này. Việc can thiệp có thể thực hiện cho từng phần hoặc kết hợp xử lý giữa các phần với nhau tạo ra một giải pháp tổng thể cho máy thu. Sơ đồ tổng thể máy thu có xử lý méo được đề xuất như Hình 3.5.

Méo sinh ra từ LNA là do tổng mức năng lượng đầu vào vượt quá giới hạn tuyến tính. Do đó, việc đầu tiên cần thực hiện là giới hạn, kiểm soát và điều khiển mức tín hiệu vào LNA.

Trong thiết kế DCR thì ADC quyết định rất lớn đến chất lượng máy thu, việc chọn được ADC có SFDR lớn sẽ cho phép giảm hệ số khuếch đại của LNA do đó

méo sẽ ít. Giải pháp được dùng nhằm tăng SFDR cho ADC bằng cách thêm dither cho tín hiệu RF trước khi chuyển đổi được thực hiện.

Từ ngay sau anten của máy thu, có một bộ lọc thông thấp chất lượng cao kết hợp với các bộ lọc băng phía sau. Khi các kênh thu chỉ nằm trong một dải tần nhất định, bộ lọc băng được dùng để hạn chế các kênh không cần thu không cần thiết để nhằm giảm sự phi tuyến của LNA.

Hệ số khuếch đại tín hiệu RF đầu vào cần được thay đổi cho phù hợp với các tình huống thu khác nhau để tránh phi tuyến. Thực tế, với LNA việc thay đổi hệ số khuếch đại trong quá trình làm việc là khó khăn do đó một bộ suy hao biến đổi được đặt phía trước LNA. Khi năng lượng của các kênh đầu vào đều lớn thì khuếch đại tín hiệu RF có thể không cần thiết và hệ số khuếch đại nên được giảm. Việc xác định mức năng lượng và điều khiển hệ số khuếch đại thường được thực hiện bằng phần mềm bên trong FPGA như thể hiện trên Hình 3.5. Khi tổng năng lượng tín hiệu vào lớn nhưng một số kênh cần thu có năng lượng nhỏ thì việc khuếch đại tín hiệu vẫn cần được thực hiện và méo xuất hiện. Việc xử lý méo lúc này sẽ thực hiện tiếp tục bằng phần mềm ở phía sau.

Để chứng minh kỹ thuật được đề xuất, triển khai một mô hình DRF-RX đa kênh HF/VHF ($3 \div 8\text{MHz}$) trong Matlab có và không có mạch khử méo. Máy thu số hóa đồng thời toàn bộ dải tần với ADC tốc độ 200MHz . Các tham số méo của LNA dùng cho mô phỏng dựa vào kết quả khảo sát của IC MAR 8ASM+. Cả hai giải pháp xử lý méo được mô phỏng để so sánh và đánh giá. Thực tế theo các tài liệu và datasheet một số LNA [] các thành phần phi tuyến từ bậc 4 trở đi là rất nhỏ, đa số chỉ xét đến ảnh hưởng của bậc 2 và 3. Đo đạc kiểm tra trên MAR 8ASM+ cho thấy với mức năng lượng tín hiệu RF đầu vào -10dBm , méo bậc 2 xuất hiện với mức -40dBm , méo bậc 3 xuất hiện với mức -60dBm và méo từ bậc 4 trở lên hầu như chưa xuất hiện. Do đó, việc mô phỏng méo chỉ được thực hiện với mô hình phi tuyến tới bậc 3.

Hai kênh gây méo là tín hiệu QPSK với tần số sóng mang $f_1 = 5.22\text{ MHz}$ (Kênh_1) và $f_2 = 6.22\text{ MHz}$ (Kênh_2). Kênh thứ ba và kênh thứ tư là tín hiệu

QPSK với tần số sóng mang là $f_3 = 7.22$ MHz (Kênh_3) and $f_4 = 12.44$ MHz (Kênh_4). Các tham số kênh được đưa ra trong Bảng 1. Do mức công suất cao, độ méo được tạo ra từ Kênh_1 và Kênh_2 làm giảm chất lượng ở Kênh_3 và Kênh_4.

Bảng 1: Tần số, mức năng lượng và dạng điều chế của các kênh RF mô phỏng

Đầu vào RF input	Tín hiệu trước DDC
Channel 1, QPSK, 24 kbps, -55dBm	$f_{RF1} = 5.22$ MHz
Channel 2, QPSK, 24 kbps, -55dBm	$f_{RF2} = 6.22$ MHz
Channel 3, QPSK, 24 kbps, -85dBm	$f_{RF3} = 7.22$ MHz
Channel 4, QPSK, 24 kbps, -85dBm	$f_{RF4} = 12.44$ MHz

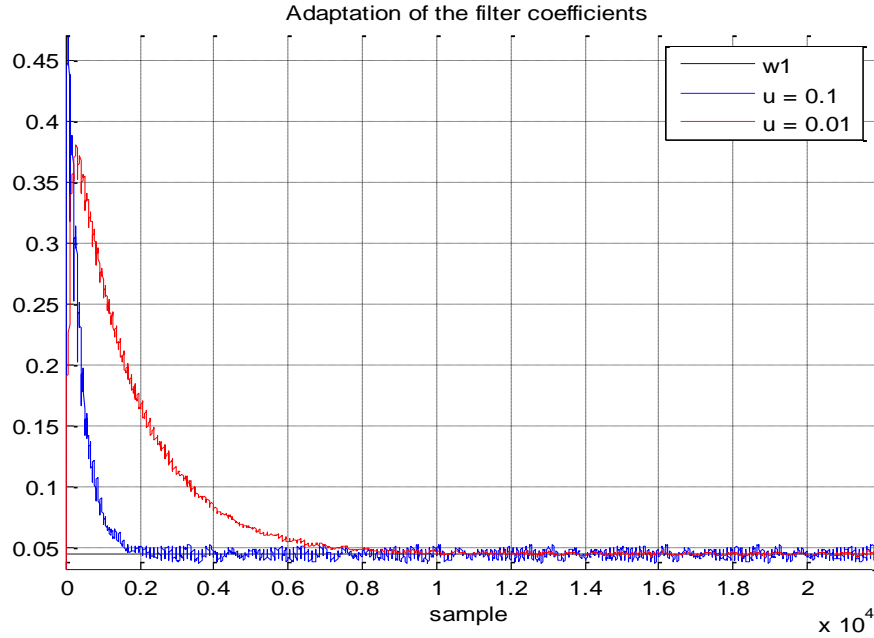
3.2.1 Giảm méo phi tuyến bằng cách trừ và nghịch đảo trong máy thu dùng trộn tương tự

Trong phần này, mô hình máy thu đôi tần trực tiếp đa kênh dải hẹp với ADC số hóa trực tiếp tín hiệu từ RF được sử dụng. Tín hiệu RF từ anten được khuếch đại, số hóa, chuyển hạ xuống thấp tần và xử lý méo. Méo được xử lý sau khi DDC. Xử lý được thực hiện bằng cách tái tạo méo từ tín hiệu của kênh tham chiếu sao cho giống với kênh thu chính. Méo sau đó được loại bỏ bằng cách lấy tín hiệu của kênh thu chính trừ đi méo đã được tái tạo.

Trong xử lý méo, các thành phần hài và xuyên điều chế được tái tạo bằng cách cho tín hiệu tham chiếu vào mô hình phi tuyến. Để méo tái tạo giống với méo thực tế do LNA sinh ra thuật toán LMS được sử dụng.

Mô phỏng giải pháp xử lý méo được thực hiện bằng phần mềm Matlab Simulink. Để đánh giá hiệu quả xử lý đối với méo qua tham số SFDR. Các kênh tín hiệu dạng 2-tone cách nhau 24 kHz, tại miền thấp tần các tone tần số $f_1 = 168$ kHz và $f_2 = 192$ kHz. Thuật toán LMS kết hợp mô hình phi tuyến được sử dụng, tốc độ hội tụ và độ chính xác của thuật toán phụ thuộc vào giá trị μ . Khả năng hội tụ của hệ số phi tuyến bậc 3 khi sử dụng thuật toán LMS trong mô hình méo được thể hiện trên Hình 3.6. Dạng phổ tín hiệu miền tần số thấp trước và sau khi sửa được thể

hiện trong Hình 3.7. Với hệ số $\mu = 0.5$ SFDR tăng ~ 40 dB, với $\mu = 0.25$ méo SFDR tăng ~ 50 dB.



Hình 3.6: Độ hội tụ của hệ số phi tuyến bậc 3

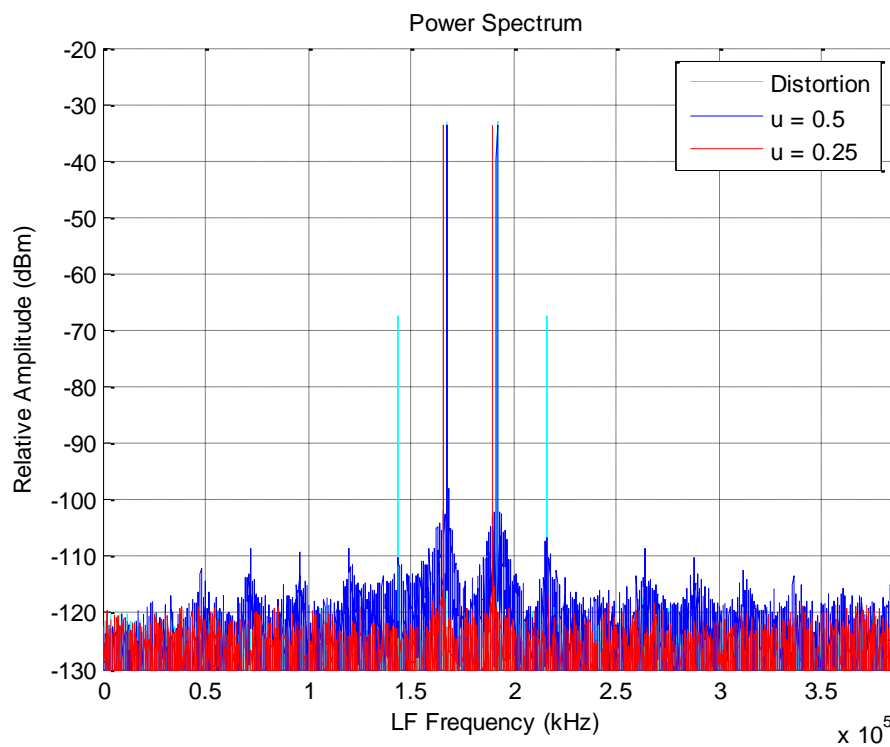
Hiệu quả xử lý méo tiếp tục được đánh giá qua tỷ số lỗi bit trước và sau xử lý. Mô phỏng với 2 kênh tín hiệu điều chế số QPSK. Sau khi chuyển hạ về thấp tần, kênh thứ nhất có tần số sóng mang $f_1 = 156$ kHz. Kênh thứ 2 tần số sóng mang $f_2 = 192$ kHz. Với hệ số $\mu = 0.0005$ của thuật toán LMS, tín hiệu trước và sau khi sửa được thể hiện trên Hình 3.8 cho thấy méo không chỉ được loại bỏ tại vị trí kênh gây nhiễu mà còn được giảm tại kênh ở gần có năng lượng nhỏ. Tỷ lệ lỗi bit cho kênh có mức năng lượng nhỏ tần số f_2 trước khi sửa là 0.2587 và sau xử lý méo là 0.0077.

Trong giải pháp RR-AIC [40, 41, 42], có thể thấy, độ méo kênh gần đó và các thành phần biến dạng ở xa đã được giảm đáng kể sau khi áp dụng sơ đồ bù méo được đề xuất. Giảm méo (trong SFDR) là ~ 20 dB cho các kênh lân cận (7,22 MHz) và ~ 30 dB cho các kênh xa (12,44 MHz). Sự hội tụ của các hệ số phi tuyến của thuật toán được thể hiện trong Hình 3.6. BER trước và sau khi sửa của Kênh_3 khi thay đổi hệ số phi tuyến bậc 3 được cho trong Bảng 2.

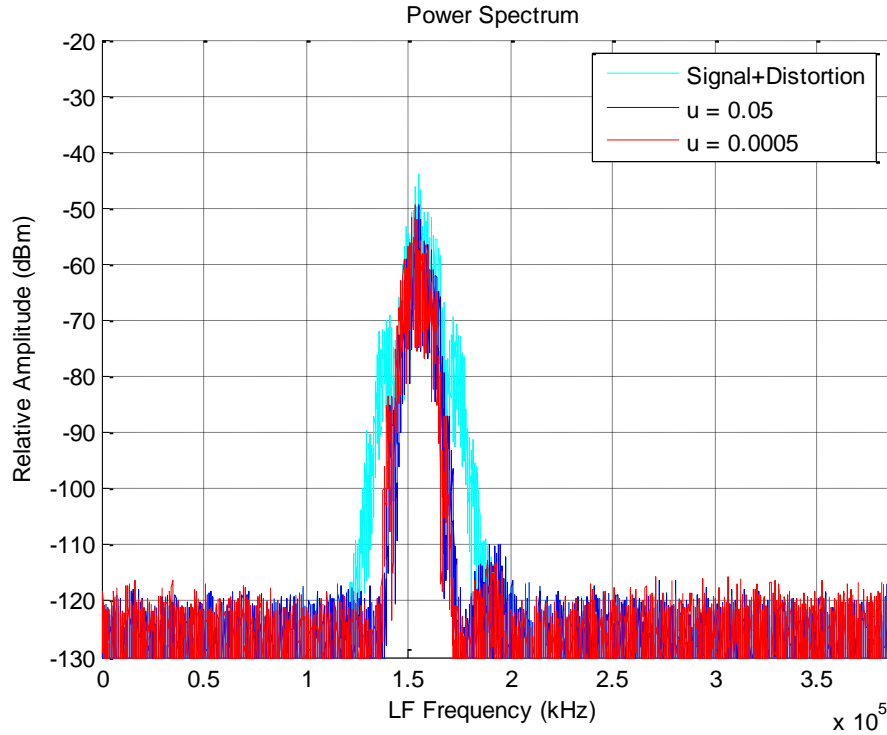
Bảng 2: BER trước và sau khi sửa méo với phương pháp trừ và nghịch đảo méo trong máy thu dùng trộn tương tự

HỆ SỐ PHI TUYẾN BẬC 3	Trước khi sửa	RR-AIC	RR-INV
0.00	0	0	0
0.10	0.0498	0	0
0.20	0.0733	8.3341e-06	8.0341e-06
0.30	0.0945	5.0005e-05	5.0000e-05
0.40	0.0997	1.0834e-04	1.0134e-04
0.50	0.1016	5.9172e-04	5.3172e-04
0.60	0.1142	0.0010	0.00089
0.70	0.1458	0.0017	0.0012
0.80	0.1586	0.0025	0.0022
0.90	0.1753	0.0035	0.0031

Từ kết quả mô phỏng cho thấy cả hai giải pháp RR-AIC và RR_INV đều cải thiện được rất lớn chất lượng tín hiệu bị méo do phi tuyến của LNA.



Hình 3.7: Phổ tín hiệu 2-tone trước và sau xử lý méo



Hình 3.8: Phổ tín hiệu trước và sau khi giảm méo

3.2.2 Giảm méo phi tuyến bằng cách trừ và nghịch đảo méo trong máy thu số hóa trực tiếp

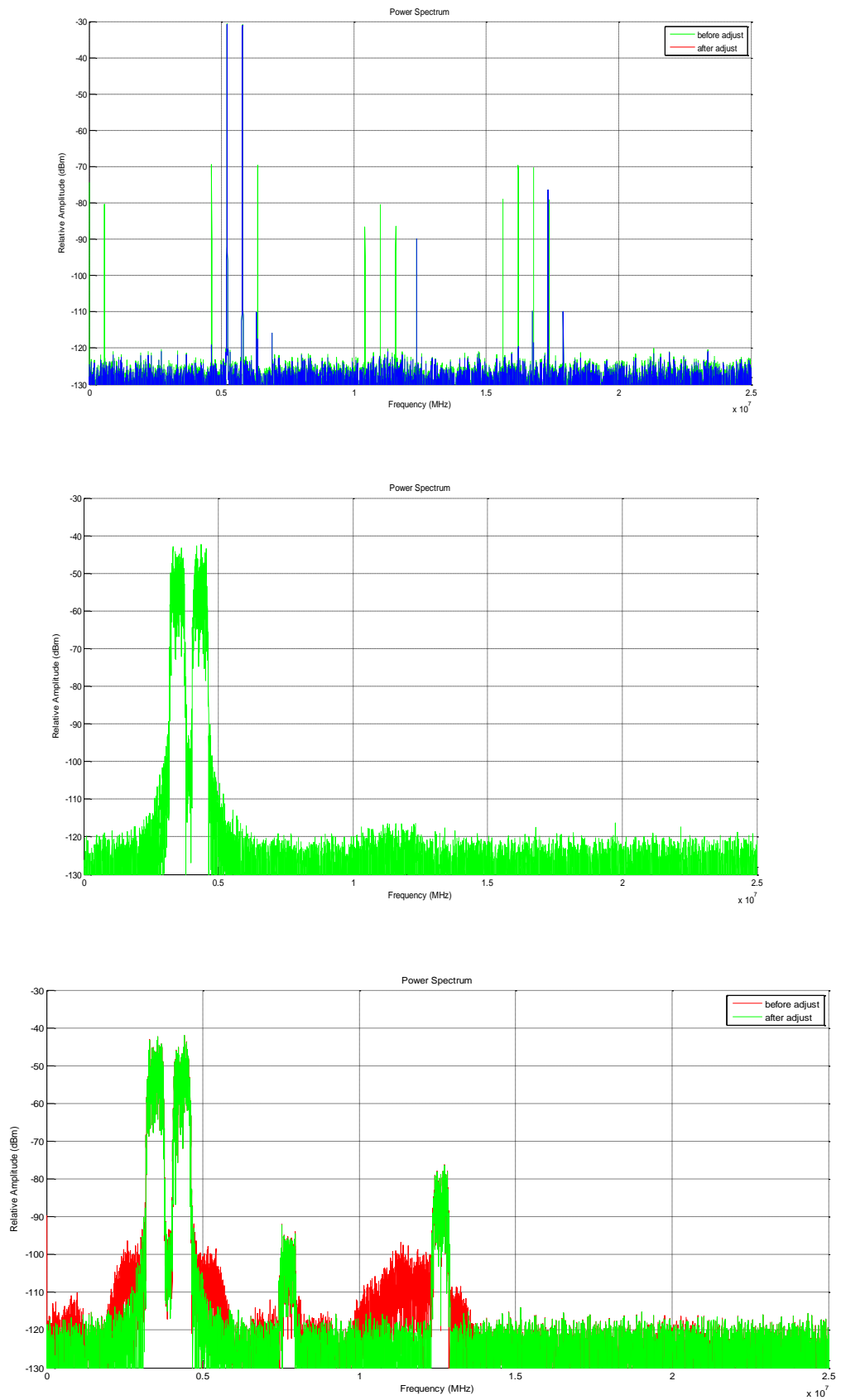
Như đã phân tích ở trên, các kênh thu năng lượng lớn sẽ là các kênh có méo sinh ra do phi tuyến của LNA làm ảnh hưởng đến chính bản thân nó và các kênh khác có mức thu nhỏ. Do đó, méo sinh ra từ các kênh này cần được loại bỏ. Các kênh có năng lượng lớn được tổng hợp và đưa vào mô hình phi tuyến để khôi phục lại méo. Thuật toán LMS được sử dụng làm cho méo được khôi phục giống với méo thực tế của máy thu chính có LNA. Méo của máy thu chính được loại bỏ bằng cách trừ đi méo vừa tái tạo.

Các kênh gây méo thu bằng máy thu được tổng hợp đưa vào mô hình phi tuyến để tái tạo lại các thành phần méo. Đầu ra của mô hình phi tuyến bao gồm thành phần tuyến tính và méo. Méo sinh ra sau mô hình méo được điều chỉnh giống các thành phần sinh ra từ LNA của máy thu. Việc điều chỉnh các hệ số trong mô hình gây méo được thực hiện bằng thuật toán LMS. Kết quả điều chỉnh các tham số của mô hình phi tuyến sẽ giống với tham số của phi tuyến của LNA. Dựa vào kết quả điều chỉnh này ta có thể thực hiện giảm méo do phi tuyến của LNA sinh ra. Thao

tác giảm méo phi tuyến của LNA cho máy thu được thực hiện bằng cách trừ đi méo đã xác định từ mô hình phi tuyến.

Mô phỏng giải pháp xử lý méo được thực hiện bằng phần mềm Matlab Simulink. Để đánh giá hiệu quả xử lý đối với méo qua tham số SFDR. Để dễ dàng quan sát đánh giá khả năng sửa méo thì mô phỏng đầu tiên được thực hiện với đầu vào là 4 kênh tín hiệu RF ở dạng đơn tần. Kênh tín hiệu có năng lượng lớn là kênh thứ nhất có tần số $f_1 = 5.21$ MHz và kênh thứ hai có tần số $f_2 = 5.79$ MHz. Méo sinh ra do phi tuyến của LNA đối với hai kênh này là các thành phần hài và xuyên điều chế. Hình xx cho thấy các thành phần hài bậc 2 xuất hiện tại vị trí kênh thứ 3 ở tần số $f_3 = 12.37$ MHz, hài bậc 3 xuất hiện ở vị trí kênh thứ 4 tần số $f_4 = 17.33$ MHz. Thuật toán LMS kết hợp mô hình phi tuyến được sử dụng, tốc độ hội tụ và độ chính xác của thuật toán phụ thuộc vào giá trị μ . Dạng phổ tín hiệu miền tần số thấp trước và sau khi sửa được thể hiện trong Hình 3.9. Kết quả mô phỏng cho thấy với hệ số $\mu = 0.5$ SFDR tăng ~ 40 dB, với $\mu = 0.25$ méo SFDR tăng ~ 50 dB.

Hiệu quả xử lý méo tiếp tục được đánh giá qua tỷ số lỗi bit cho các kênh thông tin trước và sau xử lý méo. Mô phỏng với 4 kênh tín hiệu điều chế số QPSK. Hai kênh gây méo có mức năng lượng lớn với tần số sóng mang $f_1 = \text{MHz}$ và $f_2 = \text{MHz}$. Kênh thứ 3 nằm tại vị trí xuất hiện hài bậc 2 của kênh gây méo với tần số sóng mang $f_3 = \text{MHz}$. Kênh thứ 4 nằm tại vị trí xuất hiện hài bậc 3 của kênh gây méo với tần số sóng mang $f_4 = \text{MHz}$. Với hệ số $\mu = 0.0005$ của thuật toán LMS, phổ tín hiệu trước và sau khi sửa được thể hiện trên Hình 10 cho thấy méo không chỉ được loại bỏ tại vị trí kênh gây nhiễu mà còn được giảm tại các kênh ở xa có năng lượng nhỏ. Tỷ lệ lỗi bit cho kênh có mức năng lượng nhỏ ở vị trí hài bậc 2 tần số f_3 trước khi sửa là 0.2587 và sau xử lý méo là 0.0077. Tỷ lệ lỗi bit cho kênh ở vị trí hài bậc 3 tần số f_4 trước khi sửa là 0.2587 và sau xử lý méo là 0.0077.



Hình 3.9: Phổ tín hiệu trước và sau khi giảm méo trong máy thu số hóa trực tiếp

Bảng 3: BER trước và sau khi sửa méo với phương pháp trừ và nghịch đảo méo trong máy thu số hóa trực tiếp RF

HỆ SỐ PHI TUYẾN BẬC 3	Trước khi sửa	RR-AIC	RR-INV
0.00	0	0	0
0.10	0.0488	0	0
0.20	0.0741	7.9341e-06	7.8375e-06
0.30	0.0981	5.7005e-05	5.0520e-05
0.40	0.0966	1.1839e-04	1.1138e-04
0.50	0.1086	5.6771e-04	5.71114e-04
0.60	0.1199	0.0017	0.00081
0.70	0.1358	0.0022	0.0017
0.80	0.1416	0.0026	0.0021
0.90	0.1803	0.00311	0.0029

Với kết quả thực hiện mô phỏng cho thấy giải pháp xử lý méo bằng nghịch đảo và trừ méo trình bày trong chương 2 cho máy thu dùng trộn cầu phương tương tự và máy thu số hóa trực tiếp RF đều cải thiện được chất lượng tín hiệu thu.

3.3 Kết luận chương

Qua phần mô phỏng méo phi tuyến đến máy thu số trực tiếp băng rộng cho thấy cả 3 thành phần gây ra méo phi tuyến đều làm cho băng thông của tín hiệu bị mở rộng. Phổ của tín hiệu bị mở rộng tăng dần theo tính phi tuyến thành phần RF, phi tuyến gây ra do mất cân bằng I/Q và phi tuyến gây ra bởi bộ khuếch đại băng cơ sở. Các thành phần phi tuyến này đều tác động đến máy thu và làm ảnh hưởng đến hiệu suất của máy thu số trực tiếp băng rộng. Ngoài ra các thành phần gây ra hài và xuyên nhiễu vẫn có thể nằm ở dải mong muốn. Để giải quyết vấn đề này đòi hỏi các phương pháp xử lý méo cũng hết sức phức tạp.

Phần mô phỏng mô phỏng các giải pháp nghịch đảo và trừ méo trong 2 loại máy thu là máy thu trộn cầu phương tương tự và máy thu số hóa trực tiếp cho thấy kết quả khả quan khi áp dụng 02 giải pháp bù méo. Tín hiệu sau khi qua mô hình bù méo đã cho chất lượng tốt hơn, phổ tín hiệu không còn bị mở rộng.

KẾT LUẬN

Công nghệ vô tuyến định nghĩa bằng phần mềm ngày càng được sử dụng nhiều trong các hệ thống thông tin hiện đại. Trong đó máy thu vô tuyến số trực tiếp băng rộng áp dụng công nghệ này trong thiết kế. Thách thức chính trong việc phát triển công nghệ này là phải đạt được mức đủ tuyến tính trong các thiết bị. Vì vậy việc nghiên cứu đánh giá tác động của méo phi tuyến gây ra bởi các thành phần trong máy thu vô tuyến số trực tiếp băng rộng là cơ sở để đưa ra kỹ thuật bù méo phù hợp.

Trong lĩnh vực vô tuyến điện quân sự tại Việt Nam, các dòng máy thu phát tương tự đã đạt được những bước phát triển lớn khi mà tất cả chỉ tiêu của các sản phẩm này tương đương với các dòng máy nhập khẩu từ nước ngoài. Tuy nhiên dòng máy thu số trực tiếp băng rộng được nghiên cứu, phát triển đang gặp khó khăn trong việc giảm thiểu méo phi tuyến.

Luận văn đã thực hiện nghiên cứu ảnh hưởng của méo phi tuyến trong máy thu đổi tần trực tiếp. Hai mô hình máy thu được thực hiện nghiên cứu là máy thu dùng trộn cầu phương tương tự và máy thu số hóa trực tiếp tín hiệu RF. Đồng thời hai mô hình xử lý méo tham khảo trong [40-43] được thực hiện mô phỏng, kiểm tra đánh giá. Kết quả của giải pháp nghiên cứu thể hiện qua hình ảnh phổ cũng như tỷ lệ lỗi bit trước và sau khi xử lý méo.

Kết quả đạt được:

Luận văn đạt được một số kết quả quan trọng sau:

- Nội dung luận văn cao học cung cấp một số kiến thức cơ bản về cấu trúc của máy thu số trực tiếp băng rộng.
- Luận văn cao học này sẽ là một tài liệu tham khảo quý giá bằng tiếng Việt về các mô hình méo phi tuyến trong máy thu. Cũng như kết quả mô phỏng để đánh giá ảnh hưởng và các giải pháp bù méo phi tuyến trong máy thu số trực tiếp băng rộng.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Đoàn Thanh Hải, Nguyễn Quốc Bình, *Sử dụng quay pha phụ tối ưu sóng mang thu để giảm ảnh hưởng riêng của méo phi tuyến trong hệ thống 16QAM-OFDM*, Tạp chí nghiên cứu khoa học và công nghệ quân sự, số đặc san 07, 2016
- [2] Nguyễn Tất Nam, Nguyễn Quốc Bình, Nguyễn Thành (2015), *Nghiên cứu kết hợp tính toán tham số lượng thiệt hại khoảng cách và quay pha phụ tối ưu để giảm méo phi tuyến trên hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng điều chế 16-APSK*, Tạp chí Khoa học và Kỹ thuật, Học viện kỹ thuật quân sự, 168, tr. 37-47.
- [3] Nguyễn Tất Nam, Nguyễn Quốc Bình, Nguyễn Thành (2015), *Đánh giá tác động riêng của méo phi tuyến gây bởi các bộ khuếch đại công suất trên hệ thống MIMO STBC $2x_n_R$* , Chuyên san Công nghệ thông tin và Truyền thông, Học viện kỹ thuật quân sự, 7, tr. 58-73
- [4] Nguyễn Thị Hằng Nga (2004), *Nghiên cứu nâng cao chất lượng của hệ thống thông tin vô tuyến số tốc độ cao*, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông
- [5] Đoàn thị Thanh Thảo, Lê Hải Nam (2012), *Ứng dụng kỹ thuật méo trước để khắc phục méo phi tuyến trong thông tin vệ tinh*, Tạp chí KHOA HỌC & CÔNG NGHỆ, 99(11), tr. 27-31.
- [6] Đoàn Thị Thanh Thảo, Đoàn Thanh Hải, Đỗ Huy Khôi, *Khả năng sử dụng độ thiệt hại khoảng cách DD để đánh giá tác động của méo phi tuyến gây ra bởi bộ khuếch đại công suất phát trong hệ thống 256-QAM*, Tạp chí KHOA HỌC & CÔNG NGHỆ, 86(10), tr. 27–32.
- [7] A. A. Abidi, “Direct-conversion radio transceivers for digital communications,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp. 1399–1410, Dec. 1995.
- [8] L. Anttila, “Digital front-end signal processing with widely-linear signal models in radio devices,” Ph.D. dissertation, Dept. Commun. Eng., Tampere Univ. Technol., Tampere, Finland, 2011. [Online]. Available: <http://urn.fi/URN:ISBN:978-952-15-2978-8>
- [9] M. Allén, J. Marttila, M. Valkama, S. Singh, M. Epp, and W. Schlecker, “Digital full-band linearization of wideband direct-conversion receiver for radar and

communications applications,” in *Proc. 49th Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, Pacific Grove, CA, USA, Nov. 2015, pp. 1361–1368.

[10] M. Allén, J. Marttila and M. Valkama, “Modeling and mitigation of nonlinear distortion in wideband A/D converters for cognitive radio receivers,” *European Microwave Assoc. Int. J. Microwave and Wireless Technologies*, April 2010.

[11] M. Allén, J. Marttila, M. Valkama, M. Grimm, and R. Thoma, “Digital post-processing based wideband receiver linearization for enhanced spectrum sensing and access,” in *Proc. 9th Int. Conf. Cognit. Radio Oriented Wireless Netw. Commun.*, Oulu, Finland, Jun. 2014, pp. 520–525.

[12] M. Brandolini, P. Rossi, D. Manstretta, and F. Svelto, “Toward multi-standard mobile terminals—Fully integrated receivers requirements and architectures,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 3, pp. 1026–1038, Mar. 2005.

[13] P. Cruz, N. B. Carvalho, and K. A. Remley, “Designing and testing software-defined radios,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 4, pp. 83–94, June 2010.

[14] K. Dogancay, “Blind compensation of nonlinear distortion for bandlimited signals,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 52, no. 9, pp. 1872–1882, Sep. 2005.

[15] G. Fettweis *et al.*, “Dirty RF,” in *Proc. Wireless World Res. Forum (WWRF) Meeting 11*, Oslo, Norway, Jun. 2004.

[16] M. E. Frerking, *Digital Signal Processing in Communication Systems*. New York: Chapman and Hall, 1994.

[17] A. S. H. Ghadam, M. Valkama, and M. Renfors, “Adaptive compensation of nonlinear distortion in multicarrier direct-conversion receivers,” in *Proc. IEEE Radio Wireless Conf.*, Sep. 2004, pp. 35–38.

[18] M. Grimm, M. Allén, J. Marttila, M. Valkama, and R. Thomä, “Joint mitigation of nonlinear RF and baseband distortions in wideband directconversion

receivers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 1, pp. 166–182, Jan. 2014.

[19] F. Horlin and A. Bourdoux, *Digital Compensation for Analog Front-Ends: A New Approach to Wireless Transceiver Design*. Chichester, England: Wiley, 2008.

[20] O. Jamin (2014), *Broadband Direct RF Digitization Receivers*, Springer, Switzerland

[21] P. Kenington, *RF and Baseband Techniques for Software Defined Radio*. Norwood, MA: Artech House, 2005. [62] P. B. Kenington, *RF and Baseband Techniques for Software Defined Radio*. Norwood, MA: Artech House, 2005.

[22] P. B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*. Norwood, MA: Artech House, 2000.

[23] M. Kitsunezuka, K. Kunihiro, and M. Fukaishi, “Efficient use of the spectrum,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 13, no. 1, pp. 55–63, Jan./Feb. 2012.

[24] Y. Ma and Y. Yamao, “Blind nonlinear compensation technique for RF receiver front-end,” in *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Oct 2013, pp. 556–559.

[25] P.-I. Mak, S.-P. U, and R. P. Martins, “Transceiver architecture selection: Review, state-of-the-art survey and case study,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 6–25, Second Quarter 2007.

[26] J. Marttila, M. Allén, M. Kosunen, K. Stadius, J. Ryynänen and M. Valkama, “Reference Receiver Enhanced Digital Linearization of Wideband Direct-Conversion Receivers” in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 2, pp. 607-620, Feb. 2017

[27] [V R. Microsystems](http://www.vrosemicrosystems.com), *New software defined radio (SDR) platform for prototyping 5G, UMTS, and LTE / LTE-Advanced systems network*, Thursday, April 7, 2016. Available: <http://www.vrosemicrosystems.com>

[28] X. Li and M. Ismail, *Multi-Standard CMOS Wireless Receivers*. Norwell, MA: Kluwer, 2002.

[29] Y.-C. Liang, K.-C. Chen, G. Y. Li, and P. Mähönen, “Cognitive radio networking and communications: An overview,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 7, pp. 3386–3407, Sep. 2011.

[30] B. Razavi, “Design considerations for direct-conversion receivers,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol. 44, no. 6, pp. 428–435, Jun. 1997

[31] E. Rebeiz, A. S. H. Ghadam, M. Valkama, and D. Cabric, “Spectrum sensing under RF non-linearities: Performance analysis and DSPenhanced receivers,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 63, no. 8, pp. 1950–1964, Apr. 2015

[32] Raphael Vanserbrouck, Olivier Jamin, Patricia Desgreys, and Van-Tam Nguyen, “Digital distortion compensation for wideband direct digitization RF receiver” in [*New Circuits and Systems Conference \(NEWCAS\), 2015 IEEE 13th International*](#)

[33] B. Razavi, “Design considerations for direct-conversion receivers,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 6, pp. 428–435, June 1997.

[34] B. Razavi, “Cognitive radio design challenges and techniques,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 8, pp. 1542–1553, Aug. 2010.

[35] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2012.

[36] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Norwood, MA: Artech House, 2003.

[37] J. Tsui, *Digital Techniques for Wideband Receivers*. Norwood, MA: Artech House, 1995.

[38] M. Valkama, J. Pirskanen, and M. Renfors, “Signal processing challenges for applying software radio principles in future wireless terminals: an overview,” *Int. J. Commun. Syst.*, vol. 15, pp. 741–769, Oct. 2002.

[39] Q. Zou, M. Mikhemar, and A. H. Sayed, “Digital compensation of crossmodulation distortion in software-defined radios,” *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 3, no. 3, pp. 348–361, Jun. 2009.

[40] Ngoc-Anh Vu, Hai-Nam Le, Thi-Hong-Tham Tran and Quang Kien Trinh, "Novel Distortion Compensation Scheme for Narrowband Multi-channel Direct RF Digitization Receiver," 2019 19th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT'19), Sep 2019

[41] Ngoc-Anh Vu, Thi-Hong-Tham Tran, Quang Kien Trinh and Hai-Nam Le, "LNA Nonlinear Distortion Impacts In Multichannel Direct RF Digitization Receivers And Linearization Techniques," Research in Intelligent and Computing in Engineering 2019, Sep 2019

[42] Ngoc-Anh Vu, Hai-Nam Le, Thi-Hong-Tham Tran, Quang Kien Trinh and Van-Phuc Hoang, "Adaptive Distortion Inversion Technique for LNA's Nonlinearity Compensation in Direct RF Digitization Receivers", 2019 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Sep 2019

[43] Vu Ngoc Anh, Le Hai Nam, Tran Thi Hong Tham, Hoang Van Phuc, Trinh Quang Kien "Distortion compensation for wideband direct RF digitization receiver", Journal of Science and Technique, 5-2019

PHỤ LỤC

Luận văn sử dụng công cụ Matlab thực hiện mô phỏng méo phi tuyến trong máy thu số trực tiếp băng rộng. Chương trình mô phỏng sử dụng trong luận văn được trình bày ở phần dưới đây.

Phụ lục 1: Mô hình phi tuyến

% Mô phỏng mô hình phi tuyến

% hiển thị phổ cho từng loại méo tại RF, IQ, BB

clear all;

close all;

clc;

% system impedance (ohms)

R=50;

% sampling frequency (Hz)

fs=100e6; % 100MHz

% number of time-domain samples

L=1e6;

% time vector for time-domain signal (s)

t=1/fs*[1:L];

% frequency vector for frequency-domain signal (Hz)

nfft=L;

%f=fs/2*[-1/2/nfft:1-2/nfft];

f=fs/2*[-1/2/nfft:1-2/nfft];

% create demonstration sinusoids and noise signals (V)

%ns=wgn(L,1,-10,1,[],'dBm','real').';

ns=wgn(L,1,-30,1,[],'dBm','complex').';

%s=1*sin(2*pi*7e6*t)+1*sin(2*pi*5e6*t)+ns;

%x = exp(j*2*pi*7e6*[0:L-1]/fs) + exp(j*2*pi*5.1e6*[0:L-1]/fs) + ns;

x=1*sin(2*pi*7e6*t)+0.9*sin(2*pi*5e6*t)+ns;

% FFT và hiển thị phổ tín hiệu vào

% đơn vị đo: dBm

% normalized FFT of signal

Px=(fftshift(fft(x,nfft))/(L));

% power spectrum

Sp=10*log10((abs(Px).^2)/R*1000);

```

subplot(3,1,1);
plot(f/1e6,Sp,'b')
grid on;
title('Power Spectrum Using Linear Scale')
xlabel('Frequency (MHz)')
ylabel('Relative Amplitude (linear)')

% RF Nonlinearities
a1 = 1;
a2 = 0.001;
yrf = a1*x + 3*a2*(x.^2).*conj(x);

% IQ Nonlinearities
k1 = 1;
k2 = 0.01;
yiq = k1*yrf + k2*conj(yrf);

% BB Nonlinearities
a3i = 1;
a4i = 0.01;
yi = real(yiq);
yibb = a3i*yi + a4i*(yi.^3);

a3q = 1;
a4q = 0.01;
yr = imag(yiq);
yqbb = a3i*yr + a4i*(yr.^3);

ybb = yibb + yqbb*i;

% FFT
% Px=fft(s,nfft);
% normalized FFT of signal
Px=(fftshift(fft(yrf,nfft))/(L));
Pyiq=(fftshift(fft(ybb,nfft))/(L));
%Px=(fft(yiq,nfft))/(L);
% power spectrum
Sp=10*log10((abs(Px).^2)/R*1000);
Spyiq=10*log10((abs(Pyiq).^2)/R*1000);

% % plot time-domain signal
% figure(1)
% clf
% plot(t/1e-9,yiq,'b')
% title('Time-Domain Signal')

```

```
% xlabel('Time (ns)')
% ylabel('Amplitude (V)')
% axis([0 2000 -2 2])

% plot power spectrum

subplot(3,1,2);
plot(f/1e6,Sp,'r')
title('Power Spectrum Using Linear Scale')
xlabel('Frequency (MHz)')
ylabel('Relative Amplitude (linear)')
hold on %
```

```
subplot(3,1,3);
plot(f/1e6,Sp, 'b')
grid on;
title('Power Spectrum Using Linear Scale')
xlabel('Frequency (MHz)')
ylabel('Relative Amplitude (linear)')
```

Phụ lục 2: Thuật toán LMS

```
clear all;
close all;
clc;
M=32; %order of filter
mu=0.03; %step-size
N=200; %Iterations
f=1750;
nfft = 1024;
R = 50;
Ts=1/(4*f); %fs=4 times the freq of the signal

noise=(rand(N,1)-0.5);
n=zeros(M,1);
x=n;
t=1/f*[1:N];

s=sin(2*pi*280*t);
% s = 1*sin(2*pi*f*t)

n=0.2*(cos(2*pi*50*t)+sin(2*pi*100*t)+cos(2*pi*60*t)+
sin(2*pi*80*t)+cos(2*pi*30*t)+ sin(2*pi*20*t)+ sin(2*pi*10*t)+ sin(2*pi*90*t));
%noise(i);
d=s+n;
```

```

%initial values: 0
w=zeros(M,1);
% %number of samples of the input signal
% N=length(u);
%Make sure that u and d are column vectors
n = n(:);
d = d(:);
%LMS
for i=M:N
    uvec = n(i:-1:i-M+1);
    e(i) = d(i)-w'*uvec;
    w = w+mu*uvec*conj(e(i));
end
%e=e(:);

```

```

i=1:N;
subplot(3,1,1);
plot(i,d,'g');
grid on
title('Adaptive Noise Canceller');
xlabel('Iterations');
ylabel('ANC i/p');
axis([1 N -2 2]);
subplot(3,1,2);
plot(i,s,'b');
grid on
xlabel('Iterations');
ylabel('desired');
axis([1 N -2 2]);
subplot(3,1,3);
plot(i,e,'r');
grid on
xlabel('Iterations');
ylabel('ANC o/p');
axis([1 N -2 2]);

```

Phụ lục 3: Giải pháp bù méo phi tuyến

```

clear all;
close all;
clc;

```

```

%% Cac tham so chung
% system impedance (ohms)
R=50;

```

```

% sampling frequency (Hz)
fs=100e6; % 100MHz
nsamp = 10;

% number of time-domain samples
L=4e24;

% time vector for time-domain signal (s)
t=1/fs*[1:L];

% frequency vector for frequency-domain signal (MHz)
nfft=65536;

% f=fs/2*[-1/2/nfft:1-2/nfft];
% f=fs/2*[-1/2/nfft:1-2/nfft];

fvals=fs*(0:nfft/2-1)/nfft;

%% QPSK
%
% fb = 1e6; % bit rate 1Mbps
% fa = fs/fb; % Upsampling factor 100MHz/1Mbps = 100
% N = 2*L/fa; % number bit of data_in L/fa, 2 bit->1 symbol:
2* N = 40000
%
% % data_in = randi([0 1],N,1); % This would generate random data of {0,
1}
% data_in = randi([0, 1],1,N); % Generate uniformly distributed random
data, randint(1,len,[0 1]);
% amplitude = 1; % Amplitude of NRZ data
%
% % serial =>parallel
%
% odd_bits = data_in(1:2:end); % data_in(:,1)
% odd_bits = round(2*(odd_bits - 0.5)); % This is to convert the data {0,1}
into {-1,1}
%
% even_bits = data_in(2:2:end); % data_in(:,2)
% even_bits = round(2*(even_bits - 0.5)); % This is to convert the data {0,1}
into {-1,1}
%
% % RRC filter
% rolloff = .25;
% delay = 5;

```



```

% tx= 0:length(even_bits)-1;
%
% % y = rcosflt(x,Fd,Fs,'filter_type/filter',num,den,delay)
% % length(y) = (length(x) + 2 * delay)*Fs/Fd
% [rcos_i,ti] = rcosflt(odd_bits,1,fa,'fir',rolloff,delay); % channel I
% [rcos_q,tq] = rcosflt(even_bits,1,fa,'fir',rolloff,delay); % channel Q
%
% % % Top plot
% % subplot(2,1,1), plot(tx+delay,odd_bits,'.',ti,ch_i);
% % legend('Data_I','Filtered data I');
% % title('Data I with No Added Delay');
% %
% % % Bottom plot delays tx.
% % subplot(2,1,2), plot(tx+delay,even_bits,'.',tq,ch_q);
% % legend('Data_Q','Filtered data Q');
% % title('Data Q with an Added Delay');
%
% rcos_i = rcos_i(1:L);
% rcos_q = rcos_q(1:L);
%
% % % Top plot
% % subplot(2,1,1), plot(rcos_i);
% % legend('Data_I','Filtered data I');
% % title('Data I with No Added Delay');
% %
% % % Bottom plot delays tx.
% % subplot(2,1,2), plot(rcos_q);
% % legend('Data_Q','Filtered data Q');
% % title('Data Q with an Added Delay');
%
% sin_rf = 1*sin(2*pi*6e6*t); % carrier
% cos_rf = 1*cos(2*pi*6e6*t); % carrier
%
% mixer_i = rcos_i.*sin_rf';
% mixer_q = rcos_q.*cos_rf';
%
% % % Top plot
% % subplot(2,1,1), plot(t,mixer_i);
% % legend('Data_I','Filtered data I');
% % title('Data I with No Added Delay');
% %
% % % Bottom plot delays tx.
% % subplot(2,1,2), plot(t,mixer_q);
% % legend('Data_Q','Filtered data Q');
% % title('Data Q with an Added Delay');

```

```

% ns = wgn(L,1,-30,1,[],'dBm','complex').';
% qpsk = mixer_i + mixer_q;
% qpsk = qpsk';
% qpsk = qpsk + ns;
%
% % % plot qpsk
% % plot(t,qpsk);
% % legend('Data_I','Filtered data I');
% % title('Data I with No Added Delay');
% %
% window = .5*(1 - cos(2*pi*linspace(0, 1, nfft))); % add window
% Px=fft(qpsk(2e6:2e6+nfft-1).*window,nfft); % fft
% Sx=10*log10((Px.*conj(Px))/(nfft*L)); %Power of each freq
components
%
% % plot
% hold on;
% axis([0 fs/2 -130 -40]);
% dieu chinh truc toa do axis([x1 x2 y1 y2]);
% h = plot(fvals,Sx(1:nfft/2),'b');
% legend('QPSK');
% grid on;
% title('Power Spectrum');
% xlabel('Frequency (MHz)');
% ylabel('Relative Amplitude (dBm)');
% saveas(h,'signal_in.jpg')

% create demonstration sinusoids and noise signals (V)
% ns=wgn(L,1,-10,1,[],'dBm','real').';
ns = wgn(L,1,-30,1,[],'dBm','complex').';
% s=1*sin(2*pi*7e6*t)+1*sin(2*pi*5e6*t)+ns;
% x = exp(j*2*pi*7e6*[0:L-1]/fs) + exp(j*2*pi*5.1e6*[0:L-1]/fs) + ns;
u = 1*sin(2*pi*6e6*t); % tin hieu mong muon
x = 1*sin(2*pi*7e6*t)+0.9*sin(2*pi*5.2e6*t)+ns;
% tin hieu gay meo, 2 tone

window = .5*(1 - cos(2*pi*linspace(0, 1, nfft)));
% add window
Px=fft(x(2e6:2e6+nfft-1).*window,nfft); % fft
Sx=10*log10((Px.*conj(Px))/(nfft*L)); %Power of each freq
components

% plot
hold on;
axis([0 fs/2 -130 -40]); % dieu chinh truc toa do axis([x1 x2 y1 y2]);

```

```

h = plot(fvals,Sx(1:nfft/2),'b');
legend('x');
grid on;
title('Power Spectrum');
xlabel('Frequency (MHz)');
ylabel('Relative Amplitude (dBm)');
saveas(h,'signal_in.jpg')

%% RF Nonlinearities
a1 = 1;
a2 = 0.001;
qpsk = x;
yrf = a1*qpsk + 3*a2*(qpsk.^2).*conj(qpsk);

% tinh fft

window = .5*(1 - cos(2*pi*linspace(0, 1, nfft)));
Pyrf=fft(yrf(2e6:2e6+nfft-1).*window,nfft);
Syrf=10*log10((Pyrf.*conj(Pyrf))/(nfft*L));
%Power of each freq components

% hien thi
hold on;
h = plot(fvals,Syrf(1:nfft/2),'r');
legend('YRF');
grid on;
title('Power Spectrum');
xlabel('Frequency (MHz)');
ylabel('Relative Amplitude (dBm)');
saveas(h,'signal_distortion_rf.jpg')

%% IQ Nonlinearities
% k1 = 1;
% k2 = 0.05;
% yiq = k1*yrf + k2*conj(yrf);
%
% % tinh fft
%
% window = .5*(1 - cos(2*pi*linspace(0, 1, nfft)));
% Pd=fft(yiq(2e6:2e6+nfft-1).*window,nfft);
% Syd=10*log10((Pd.*conj(Pd))/(nfft*L));%Power of each freq components
%
% % hien thi
% fvals=fs*(0:nfft/2-1)/nfft;

```

```

% hold on;
% h = plot(fvals,Syd(1:nfft/2),'r');
% grid on;
% title('Power Spectrum');
% xlabel('Frequency (MHz)');
% ylabel('Relative Amplitude (dBm)');
% saveas(h,'yiq.jpg')

%% BB Nonlinearities
% a3i = 1;
% a4i = 0.01;
% yi = real(yiq);
% yibb = a3i*yi + a4i*(yi.^3);
%
% a3q = 1;
% a4q = 0.01;
% yr = imag(yiq);
% yqbb = a3i*yr + a4i*(yr.^3);
%
% ybb = yibb + yqbb*i;
%
% % tinh fft
% Pyiq=(fftshift(fft(ybb,nfft))/(L));
% Spyiq=10*log10((abs(Pyiq).^2)/R*1000);
%
% % % hien thi
% % % subplot(4,1,4);
% % % plot(f/1e6,Spyiq,'b')
% % % grid on;
% % % title('Power Spectrum BB Nonlinearities')
% % % xlabel('Frequency (MHz)')
% % % ylabel('Relative Amplitude (dBm)')
%
% % % % LMS
% %
% % M = 64; % order of filter
% % mu = 0.000003; %step-size
% % % xdelay = xdelay;
% % % mi = yrf-xdelay;
% %
% % u_distortion = u + x; % signal + distortion
% % n = x; % hai
% % d = u_distortion;
% %
% % %inital values: 0

```

```

% % w=zeros(M,1);
% % %Make sure that u and d are column vectors
% % n = n(:);
% % d = d(:);
% % for i = M:L
% %     uvec = n(i:-1:i-M+1);
% %     e(i) = d(i)-w'*uvec;
% %     w = w+mu*uvec*conj(e(i));
% % end
% % %e=e(:);
% %
% % % hien thi pho tin hieu truoc khi sua
% % % tinh fft
% % window = .5*(1 - cos(2*pi*linspace(0, 1, nfft))); % linspace(a,b,n)
generates a row vector y of n points linearly spaced between and including a and b.
For n < 2, linspace returns b.
% % % window = chebwin(nfft,90);
% %
% % % tinh FFT
% % % Lk = length(k);
% % Pd=fft(e(2e6:2e6+nfft-1).*window,nfft);
% % Syd=10*log10((Pd.*conj(Pd))/(nfft*L));%Power of each freq components
% %
% % % hien thi
% % % subplot(2,1,1);
% % fvals=fs*(0:nfft/2-1)/nfft;
% % hold on;
% % %plot(k,'b');
% % plot(fvals,Syd(1:nfft/2),'b');
% % grid on;
% % title('Power Spectrum');
% % xlabel('Frequency (MHz)');
% % ylabel('Relative Amplitude (dBm)');
%
% % LMS

M = 64;
mu = 0.0003; %step-size

% xdelay = xdelay;
% mi = yrf-xdelay;

u_distortion = yrf; % signal + distortion
u_ref = 0.15*qpsk; % tin hieu gay meo qpsk
d = u_distortion;

```

```

%initial values: 0
w=zeros(M,1);

%Make sure that u and d are column vectors
    u_ref = u_ref(:);
d = d(:);
    uvec = u_ref(i:-1:i-M+1);
    e(i) = d(i)-w'*uvec;
    k(i) = w'*uvec;
    w = w+mu*uvec*conj(e(i));
    %e=e(:);
    %k = w'*uvec;

% hien thi pho tin hieu truoc khi sua
% tinh fft
    window = .5*(1 - cos(2*pi*linspace(0, 1, nfft))); % linspace(a,b,n) generates a
row vector y of n points linearly spaced between and including a and b. For n < 2,
linspace returns b.
% window = chebwin(nfft,90);

% tinh FFT
% Lk = length(k);
    Pk=fft(k(2e6:2e6+nfft-1)).*window,nfft);
    Sk=10*log10((Pk.*conj(Pk))/(nfft*L));%Power of each freq components

% hien thi
% subplot(2,1,1), plot(t,yrf);
% subplot(2,1,2), plot(t,k);
% legend('Data_I','Filtered data I');
% title('Data I with No Added Delay');
% subplot(2,1,1);
    fvals=fs*(0:nfft/2-1)/nfft;
    hold on;
    plot(fvals,Sk(1:nfft/2),'g');
    legend('k/n');
    grid on;
    title('Power Spectrum');
    xlabel('Frequency (MHz)');
    ylabel('Relative Amplitude (dBm)');
    saveas(h,'distortion_compensation.jpg'

```