

# یک روش جدید در آنالیز خطا و رفع ابهام در یک سیستم اندازه گیر لحظه‌ای فرکانس

محمود محمدطاهری

استادیار گروه مهندسی برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران

محمود کمره‌ای

دانشیار گروه مهندسی برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران

اسفندیار مهرشاهی

پژوهشگر مرکز تحقیقات مخابرات ایران

(تاریخ دریافت ۷۷/۹/۳، تاریخ تصویب ۷۸/۲/۲۵)

## چکیده

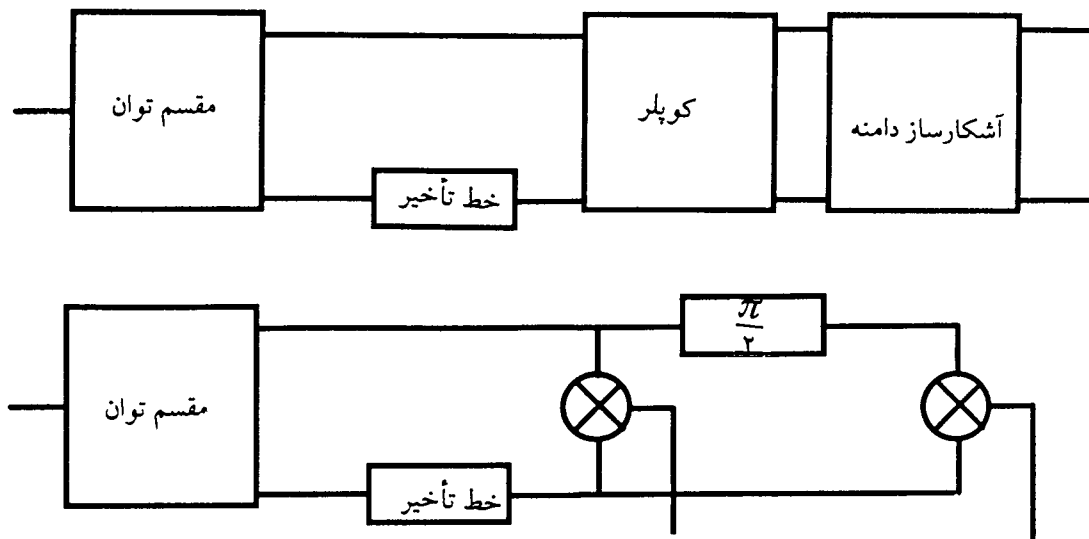
اندازه‌گیری لحظه‌ای فرکانس با استفاده از خطوط تأخیردار یکی از روش‌های متداول می‌باشد که در صورت عملکرد ایده‌آل کلیه قطعات و عناصر بکار رفته در سیستم پاسخ دقیق حاصل خواهد شد که به این نکته در بعضی از مراجع نیز اشاره شده است اما چون عناصر و زیرسیستم‌های تشکیل دهنده سیستم کلی اندازه‌گیر لحظه‌ای فرکانس ایده‌آل نمی‌باشند نتایج حاصل با خطاهایی همراه خواهد بود که آنالیز خطا و رفع ابهام را اجتناب‌ناپذیر می‌نماید. در این مقاله پس از معرفی سیستم اندازه‌گیر لحظه‌ای فرکانس که با استفاده از تقسیم سیگنال مورد اندازه‌گیری به دو قسمت و سپس عبور دادن یکی از این سیگنالها از خط تأخیرداری که تأخیری به میزان  $\tau$  ایجاد می‌نماید و ضرب این سیگنال تأخیر یافته یکبار در سیگنال ورودی و بار دیگر در سیگنال ورودی با اختلاف فاز  $\frac{\pi}{2}$  و تقسیم خروجی این ضرب‌کننده‌ها عبارت  $\text{tg}(\omega\tau)$  قابل اندازه‌گیری خواهد بود که چون تأخیر  $\tau$  معلوم است فرکانس  $\omega$  تعیین می‌گردد. بدیهی است که اگر  $\omega\tau > 2\pi$  باشد ابهام در اندازه‌گیری فرکانس خواهیم داشت. مقاله حاضر به آنالیز خطا و ارائه روش جدیدی برای رفع ابهام می‌پردازد.

**کلید واژه‌ها:** خط تاخیر، رادار، رفع ابهام، اندازه‌گیری لحظه‌ای فرکانس، پردازشگر، کالیبراسیون، محدوده دینامیکی، فاز، قانون مربعی<sup>۱</sup>، دیود، خطا

## مقدمه

یکبار در سیگنال دوم و یکبار در سیگنال سوم تغییر فاز یافته به اندازه  $\frac{\pi}{2}$  ضرب می‌شود. در اینصورت خروجی ضرب‌کننده اول متناسب با  $\text{Acos}(\omega\tau)$  و خروجی ضرب‌کننده دوم متناسب با  $\text{Asin}(\omega\tau)$  می‌باشد که A دامنه سیگنال ورودی است. در صورت معلوم بودن A امکان استفاده از فقط یک ضرب‌کننده وجود دارد اما چون معمولاً دامنه سیگنال ورودی نامعین و برحسب فاصله فرستنده و سیستم اندازه‌گیر فرکانس و عوامل دیگر متغیر است لذا با استفاده از دو مدار ضرب‌کننده و تقسیم سیگنالهای خروجی آنها عبارت  $\text{tg}(\omega\tau)$  بدست می‌آید که مستقل از دامنه است و با اندازه‌گیری آن و معلوم بودن میزان تأخیر  $\tau$  فرکانس مجهول  $\omega$

شناسایی رادارهای مختلف مبتنی بر پارامترهای متعددی از جمله فرکانس سیگنال راداری، زاویه ورود، زمان ورود و غیره است. تعیین فرکانس لحظه‌ای رادار با توجه به امکان وجود انواع پالسهای راداری ارسال شده از فرستنده‌های مختلف و در مدت زمانی که هنوز پالس بعدی به این سیستم وارد نشده است از اهمیت بسیاری برخوردار است و این نکته لزوم استفاده از یک سیستم پردازشگر سریع اطلاعات حاصل از قسمت آنالوگ مدار را مشخص می‌نماید. شکل (۱) بلوک دیاگرام مدار اندازه‌گیر لحظه‌ای فرکانس را نشان می‌دهد. سیگنال ورودی توسط مقسم توان به دو قسمت مساوی تبدیل شده و سپس سیگنال تأخیر یافته به اندازه  $\tau$  قسمت اول،



شکل ۱: بلوک دیاگرام یک سیستم اندازه‌گیر لحظه‌ای فرکانس.

$$b = A\alpha \{ \alpha_{12} \gamma_2 \angle(\psi_2 + 2\phi_1 + \theta_1 + \theta_2) + A\alpha_1 \alpha_2 \alpha_{12} \gamma_1 \gamma_2 \angle(2\psi_1 + \phi_1 + \theta_1 - \omega\tau + \theta_3 + \theta_4) \} \quad (ب-۱)$$

$$c = A\alpha \{ \alpha_{12} \gamma_2 \angle(\psi_2 + 2\phi_1 + \theta_1 + \theta_2) + A\alpha_1 \alpha_2 \alpha_{12} \gamma_1 \gamma_2 \angle(\psi_2 + \phi_1 + \theta_1 - \omega\tau + \psi_1 + \theta_3 + \theta_4) \} \quad (ج-۱)$$

$$d = A\alpha \{ \alpha_{12} \gamma_1 \angle(\psi_1 + 2\phi_1 + \theta_1 + \theta_2) + A\alpha_1 \alpha_2 \alpha_{12} \gamma_1 \gamma_2 \angle(2\psi_2 + \phi_1 + \theta_1 - \omega\tau + \theta_3 + \theta_4) \} \quad (د-۱)$$

در حالت ایده‌آل داریم:

$$\alpha_1 = \gamma_1 = \gamma_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad \alpha_2 = \alpha_{12} = \alpha_{13} = 1 \quad (۲)$$

$$\psi_1 = -\frac{\pi}{2} \quad \psi_2 = -\pi$$

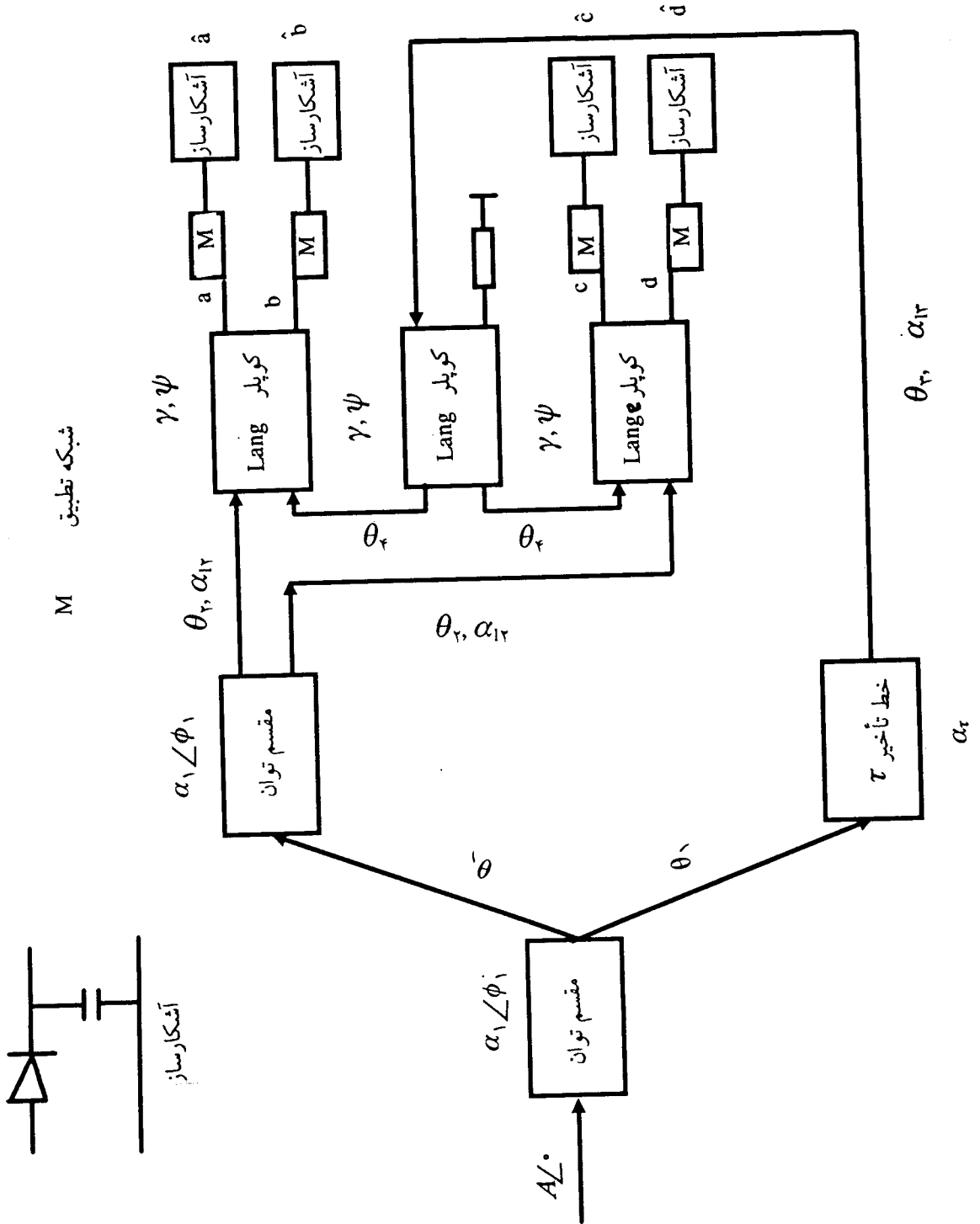
بنابراین مقادیر a و b و c و d را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$a = \frac{A}{2\sqrt{2}} \angle(-\frac{\pi}{2} + 2\phi_1 + \theta_1 + \theta_2) + \frac{A}{2\sqrt{2}} \angle(-\frac{3\pi}{2} + \phi_1 + \theta_1 - \omega\tau + \theta_3 + \theta_4) \quad (الف-۳)$$

بدست خواهد آمد [۱]. به عبارت دیگر ورودی بخش پردازشگر (مبدل آنالوگ به دیجیتال) سیگنال  $tg(\omega\tau)$  می‌باشد. اگر  $\theta = \omega\tau$  باشد در اینصورت خطای اندازه‌گیری فرکانس  $df = \frac{d\theta}{2\pi\tau}$  خواهد بود. برای نداشتن ابهام در اندازه‌گیری فرکانس باید شرط  $\Delta\omega\tau = 2\pi$  برقرار باشد که  $\Delta\omega$  پهنای باند فرکانسی بدون ابهام یعنی اختلاف بین بالاترین و پایین‌ترین فرکانس قابل اندازه‌گیری است. در اینصورت  $\Delta f = \frac{1}{\tau}$  می‌باشد مثلاً اگر  $f_1 = 8 \text{ GHz}$  و  $f_2 = 12 \text{ GHz}$  پایین‌ترین و بالاترین فرکانس مورد اندازه‌گیری باشند،  $\tau = 250$  پیکو ثانیه خواهد بود.

شکل (۲) بلوک دیاگرام کلی بخش RF سیستم را نشان می‌دهد. برای ضرب کردن از جمع کردن دو سیگنال و اعمال آن به دیودی که در ناحیه قانون مربعی کار می‌کند استفاده می‌شود [۲]. کوپلرهای Lange در حقیقت نقش جمع‌کننده دو سیگنال با رعایت اختلاف فاز را ایفا می‌کنند. (جمع دو سیگنال هم فاز و تفریق دو سیگنال غیر هم فاز). برای سادگی تحلیل مسئله از روش فازوری استفاده می‌کنیم. با فرض ورودی  $A\cos\omega t$  که بصورت  $\angle A$  در حوزه فرکانس می‌باشد ورودی ضرب‌کننده‌ها در نقاط نشان داده شده در شکل (۲) بصورت زیر است:

$$a = A\alpha \{ \alpha_{12} \gamma_1 \angle(\psi_1 + 2\phi_1 + \theta_1 + \theta_2) + A\alpha_1 \alpha_2 \alpha_{12} \gamma_1 \gamma_2 \angle(\psi_2 + \phi_1 + \theta_1 - \omega\tau + \psi_1 + \theta_3 + \theta_4) \} \quad (الف-۱)$$



شکل ۲: بلوک دیاگرام کلی بخش RF سیستم اندازه گیر لحظه‌ای فرکانس.

$$\frac{V_2}{V_1} = tg\omega\tau \quad (ع-۶)$$

که  $tg\omega\tau$  در حقیقت خروجی بخش RF می‌باشد که با اندازه‌گیری آن توسط مدار A/D و بخش پردازشگر و با داشتن  $\tau$  فرکانس مجهول  $\omega$  بدست می‌آید [۳]. در شرایط واقعی خواهیم داشت:

$$\hat{a} = (A\alpha_1\alpha_{I2}\gamma_1)^2 \left[ \alpha_1^2 + \left( \alpha_{I2}\gamma_2 \frac{\alpha_{I3}}{\alpha_{I2}} \right)^2 - \right. \\ \left. \gamma_{\alpha_1}\alpha_{I2}\gamma_2 \frac{\alpha_{I3}}{\alpha_{I2}} \cos(\omega\tau + \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4) \right] f_a(A, f) \quad (الف-۷)$$

$$\hat{b} = (A\alpha_1\alpha_{I2}\gamma_1)^2 \left[ \alpha_1^2 \left( \frac{\gamma_2}{\gamma_1} \right)^2 + \left( \alpha_{I2}\gamma_1 \frac{\alpha_{I3}}{\alpha_{I2}} \right)^2 + \right. \\ \left. \gamma_{\alpha_1}\alpha_{I2}\gamma_2 \frac{\alpha_{I3}}{\alpha_{I2}} \cos(\omega\tau + \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4) \right] f_b(A, f) \quad (ب-۷)$$

$$\hat{c} = (A\alpha_1\gamma_2)^2 \left[ \alpha_1^2 + \left( \alpha_{I2}\gamma_1 \frac{\alpha_{I3}}{\alpha_{I2}} \right)^2 - \right. \\ \left. \gamma_{\alpha_1}\alpha_{I2}\gamma_1 \frac{\alpha_{I3}}{\alpha_{I2}} \sin(\omega\tau + \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4) \right] f_c(A, f) \quad (ج-۷)$$

$$\hat{d} = (A\alpha_1\alpha_{I2}\gamma_2)^2 \left[ \alpha_1^2 \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \right)^2 + \left( \alpha_{I2}\gamma_2 \frac{\alpha_{I3}}{\alpha_{I2}} \right)^2 + \right. \\ \left. \gamma_{\alpha_1}\alpha_{I2}\gamma_1 \frac{\alpha_{I3}}{\alpha_{I2}} \sin(\omega\tau + \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4) \right] f_d(A, f) \quad (د-۷)$$

که  $f(A, f)$  مشخصه فرکانسی دیود می‌باشد و تابع دامنه ورودی و فرکانس است در اینحالت خواهیم داشت:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\hat{d} - \hat{c}}{\hat{b} - \hat{a}} = S(A, f) \frac{M(A, f) + \sin(\omega\tau + \bar{\psi})}{N(A, f) + \cos(\omega\tau + \bar{\psi})} \quad (۸)$$

که در آن

$$M(A, f) = \frac{\alpha_1^2 \alpha_{I2}^2 \left( \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \right)^2 f_d - f_c \right) + \alpha_{I2}^2 \alpha_{I3}^2 (\gamma_2^2 f_d - \gamma_1^2 f_c)}{\gamma_{\alpha_1}\alpha_{I2}\alpha_{I3}\gamma_1 (f_d + f_c)} \quad (الف-۹)$$

$$N(A, f) = \frac{\alpha_1^2 \alpha_{I2}^2 \left( \left( \frac{\gamma_2}{\gamma_1} \right)^2 f_b - f_a \right) + \alpha_{I2}^2 \alpha_{I3}^2 (\gamma_1^2 f_b - \gamma_2^2 f_a)}{\gamma_{\alpha_1}\alpha_{I2}\alpha_{I3}\gamma_2 (f_b + f_a)} \quad (ب-۹)$$

$$b = \frac{A}{\gamma_2 \sqrt{\gamma_2}} \angle (-\pi + \gamma_2 \phi_1 + \theta_1 + \theta_2) + \frac{A}{\gamma_2 \sqrt{\gamma_2}} \angle (-\pi + \phi_1 + \theta_1 - \omega\tau + \theta_2 + \theta_4) \quad (ب-۳)$$

$$c = \frac{A}{\gamma_2 \sqrt{\gamma_2}} \angle (-\pi + \gamma_2 \phi_1 + \theta_1 + \theta_2) + \frac{A}{\gamma_2 \sqrt{\gamma_2}} \angle \left( -\frac{\pi}{\gamma_2} + \phi_1 + \theta_1 - \omega\tau + \theta_2 + \theta_4 \right) \quad (ج-۳)$$

$$d = \frac{A}{\gamma_2 \sqrt{\gamma_2}} \angle \left( -\frac{\pi}{\gamma_2} + \gamma_2 \phi_1 + \theta_1 + \theta_2 \right) + \frac{A}{\gamma_2 \sqrt{\gamma_2}} \angle (-\gamma_2 \pi + \phi_1 + \theta_1 - \omega\tau + \theta_2 + \theta_4) \quad (د-۳)$$

پس از عبور سیگنال‌های  $a$  و  $b$  و  $c$  و  $d$  از دیودهایی که در ناحیه قانون مربعی کار می‌کنند داریم:

$$\hat{a} = \frac{A^2}{4} \left[ 1 - \cos(\omega\tau + \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4) \right] \quad (الف-۴)$$

$$\hat{b} = \frac{A^2}{4} \left[ 1 + \cos(\omega\tau + \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4) \right] \quad (ب-۴)$$

$$\hat{c} = \frac{A^2}{4} \left[ 1 - \sin(\omega\tau + \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4) \right] \quad (ج-۴)$$

$$\hat{d} = \frac{A^2}{4} \left[ 1 + \sin(\omega\tau + \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4) \right] \quad (د-۴)$$

در صورتی که  $\phi_1 + \theta_2 = \theta_3 + \theta_4$  باشد (که این شرط با تنظیم طول خطوط رابط بدست می‌آید) داریم:

$$\hat{a} = \frac{A^2}{4} (1 - \cos\omega\tau) \quad (الف-۵)$$

$$\hat{b} = \frac{A^2}{4} (1 + \cos\omega\tau) \quad (ب-۵)$$

$$\hat{c} = \frac{A^2}{4} (1 - \sin\omega\tau) \quad (ج-۵)$$

$$\hat{d} = \frac{A^2}{4} (1 + \sin\omega\tau) \quad (د-۵)$$

اگر  $V_1 = \hat{b} - \hat{a}$  و  $V_2 = \hat{d} - \hat{c}$  باشد در اینصورت

$$V_1 = \frac{A^2}{4} \cos\omega\tau \quad (الف-۶)$$

$$V_2 = \frac{A^2}{4} \sin\omega\tau \quad (ب-۶)$$

$\alpha_{13}$ : تلفات خط انتقال با طول الکتریکی  $\theta_3$

$\alpha_\tau$ : تلفات خط تأخیر

$\phi_1$ : اختلاف فاز مقسم توان

$\theta_2$  و  $\theta_3$  و  $\theta_4$ : طول الکتریکی خطوط رابط نشان داده در شکل

حال با توجه به مطالب گفته شده سه حالت زیر را در نظر می‌گیریم.

حالت اول

اگر تمام عناصر ایده‌آل باشند یعنی  $f_a=f_b$  و  $\gamma_1=\gamma_2=\frac{\sqrt{2}}{2}$  و دامنه سیگنال ورودی نیز ثابت باشد در اینصورت خواهیم داشت  $S=1$  و  $M=0$  و  $N=0$ .

$$\frac{\hat{d} - \hat{c}}{\hat{b} - \hat{a}} = tg(\omega\tau + \psi) = tg\eta \quad (11-الف)$$

$\eta = tg^{-1} \frac{\hat{d} - \hat{c}}{\hat{b} - \hat{a}}$   
در طراحی، فازهای  $\phi_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$  طوری تعیین می‌شوند که  $\eta = \omega\tau$  باشد در اینصورت

$$f = \frac{\eta}{2\pi\tau} \quad (12-الف)$$

$$df = \frac{d\eta}{2\pi\tau} - \frac{\eta}{2\pi\tau^2} d\tau \quad (12-ب)$$

df را می‌توان با توجه به دقت مدار پردازشگر و حداکثر خطا بدست آورد:

$$|df|_{\max} = \frac{2\pi}{2\pi\tau^2} + \frac{2\pi}{2\pi\tau^2} d\tau = \frac{2^{-n}}{\tau} + \frac{d\tau}{\tau^2} \quad (13)$$

در رابطه فوق  $\Pi$  تعداد بیت‌های پردازشگر است. با توجه به اینکه

$$S(A, f) = \frac{\gamma_2 f_c + f_d}{\gamma_1 f_a + f_b} \quad (9-ج)$$

$$\psi = \phi_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4 \quad (9-د)$$

### آنالیز خطا، ابهام و کالیبراسیون سیستم

با توجه به شکل (۲) و روابط داده شده در (۸) و (۹) لازم است به بررسی دقیق خطا و رفع ابهام در بخش RF پردازیم اگر در طراحی آشکارسازها از دیودهای زوج منطبق<sup>۱</sup> استفاده کنیم [۴]. در اینصورت  $f_c=f_d$  و  $f_a=f_b$  خواهند بود با توجه به این حالت روابط (۹) به صورت زیر تبدیل خواهند شد:

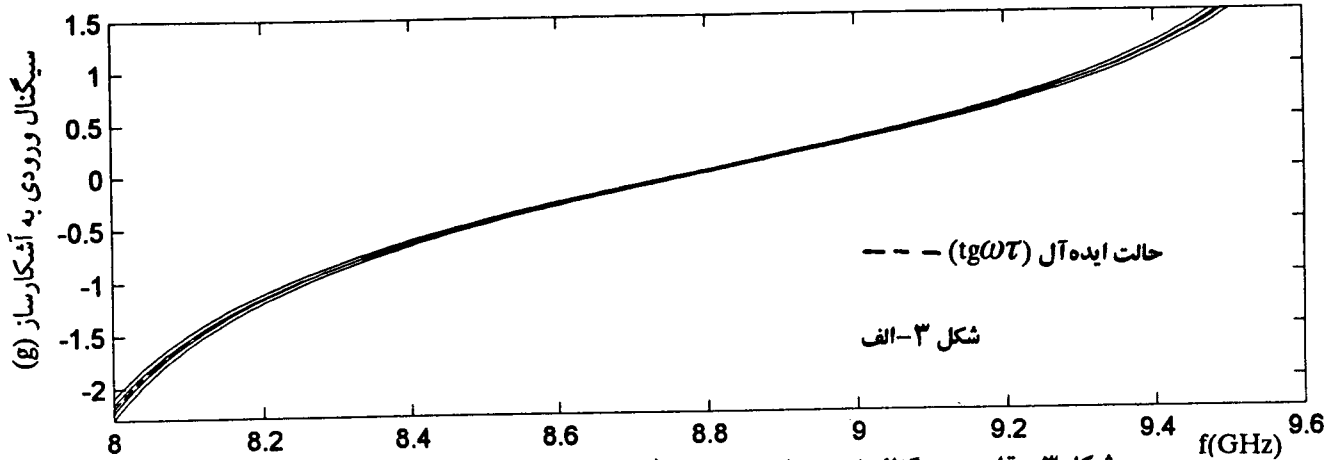
$$M(A, f) = \frac{1}{4} (\gamma_1^2 - \gamma_2^2) \left( \frac{\alpha_1 \alpha_{12}}{\gamma_1 \gamma_2 \alpha_{13} \alpha_\tau} - \frac{\alpha_\tau \alpha_{13}}{\gamma_1 \alpha_1 \alpha_{12}} \right) \quad (10-الف)$$

$$N(A, f) = \frac{1}{4} (\gamma_2^2 - \gamma_1^2) \left( \frac{\alpha_1 \alpha_{12}}{\gamma_1 \gamma_2 \alpha_{13} \alpha_\tau} - \frac{\alpha_\tau \alpha_{13}}{\gamma_2 \alpha_1 \alpha_{12}} \right) \quad (10-ب)$$

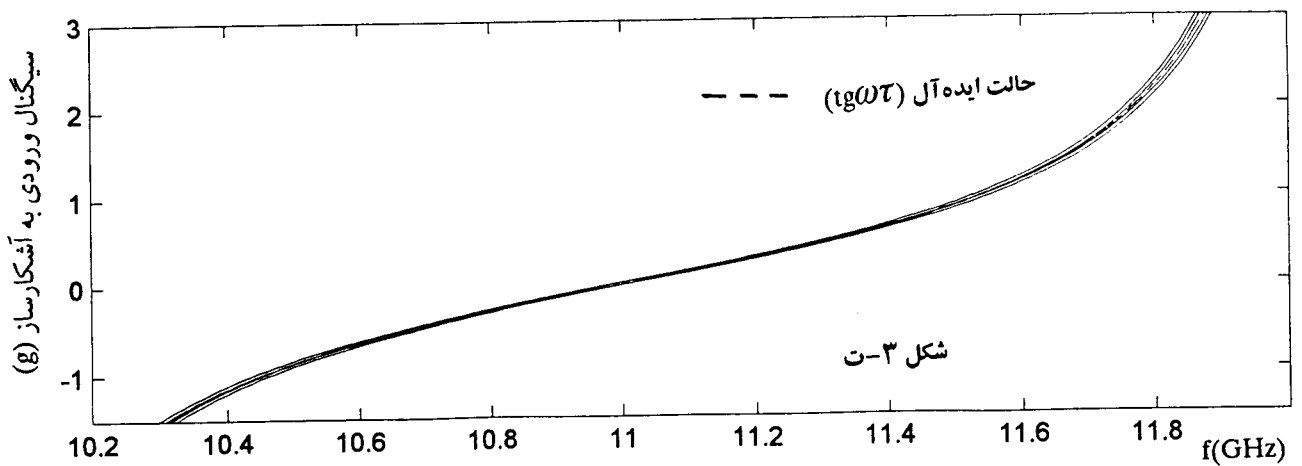
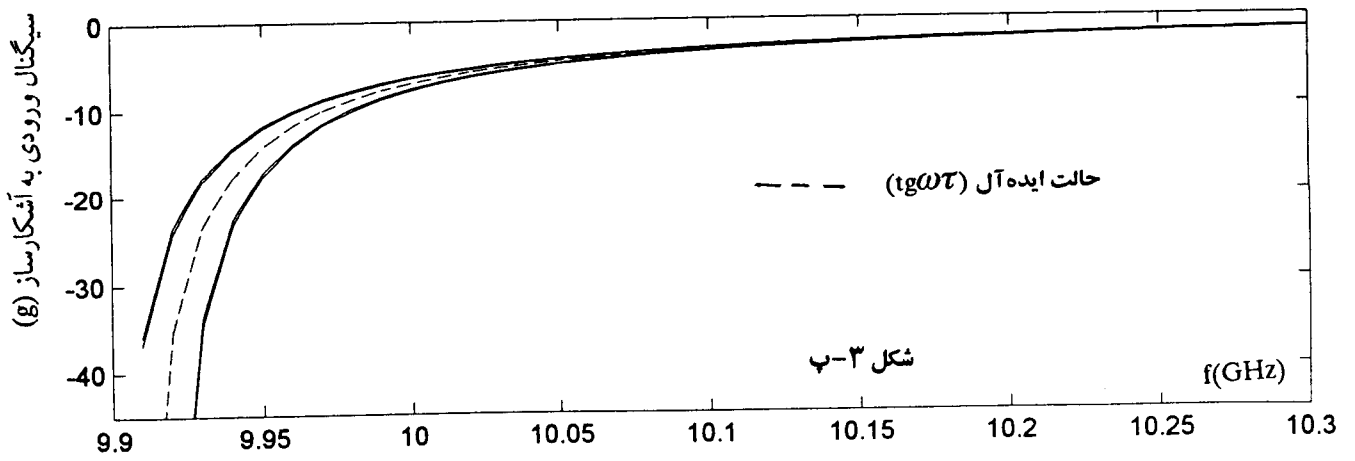
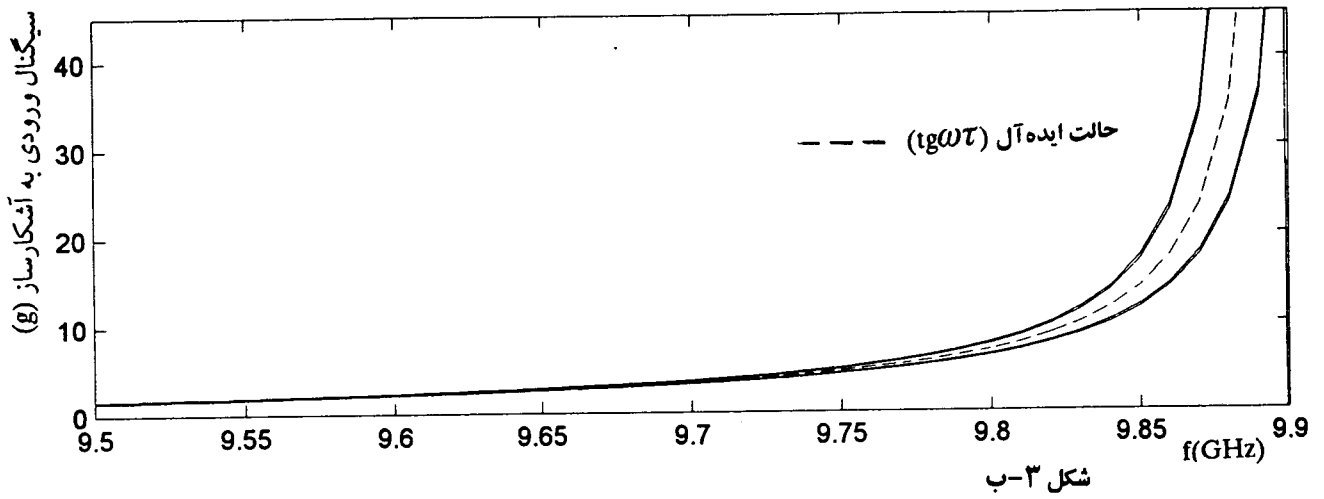
$$S(A, f) = \frac{\gamma_2 f_c}{\gamma_1 f_a} \quad (10-ج)$$

در روابط فوق پارامترها بصورت زیر تعریف می‌شوند:

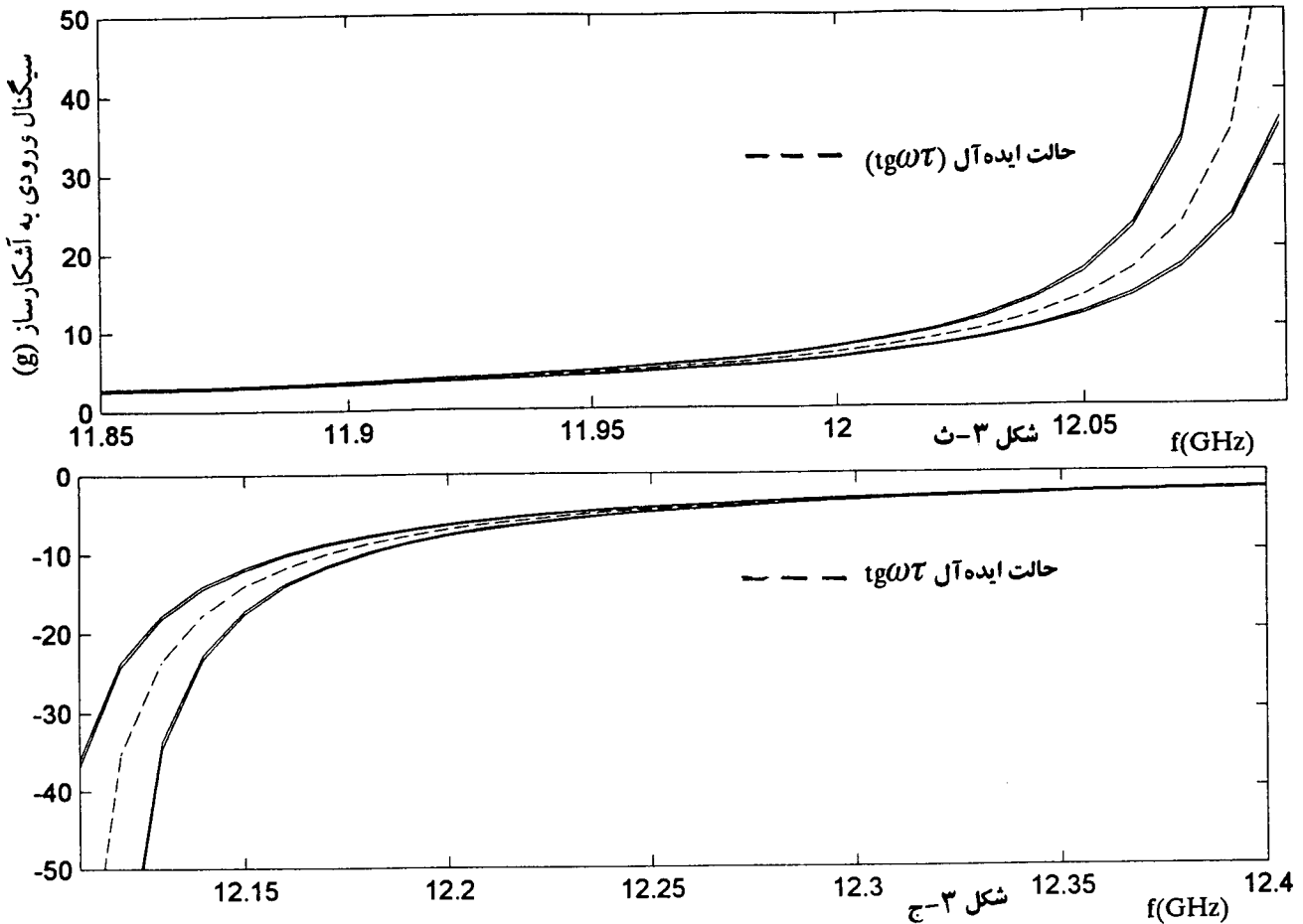
- $f_a, c$ : مشخصه تغییرات خروجی دیودهای آشکارساز a و c نسبت به ورودی
- $\gamma_1$ : افت مسیر مستقیم کوپلر
- $\alpha_1$ : ضریب تقسیم‌کننده توان
- $\gamma_2$ : افت مسیر غیرمستقیم کوپلر
- $\alpha_{12}$ : تلفات خط انتقال با طول الکتریکی  $\theta_2$



شکل ۳: مقایسه سیگنال خروجی از بخش RF (ورودی به آشکارساز) در چهار بدترین حالت با حالت ایده‌آل  $tg\omega\tau$  در باندهای فرکانسی مختلف.



ادامه شکل ۳: مقایسه سیگنال خروجی از بخش RF (ورودی به آشکارساز) در چهار بدترین حالت با حالت ایده آل  $tg\omega\tau$  در باندهای فرکانسی مختلف.



ادامه شکل ۳: مقایسه سیگنال خروجی از بخش RF (ورودی به آشکارساز) در چهار بدترین حالت با حالت ایده‌آل  $tg\omega\tau$  در باندهای فرکانسی مختلف.

۱۰ MHz است).

پهنای باند بدون ابهام همانطوری که گفته شد  $\Delta f = \frac{1}{\tau}$  است برای باند X (۱۲/۴ GHz - ۸ GHz)  $\Delta f = 4/4$  GHz در این صورت

$\tau = 227/27$  ps می‌باشد در نتیجه

$$|df|_{\max} = 2^{-n} \Delta f + \Delta f^2 d\tau = \Delta f (2^{-n} + \Delta f d\tau) \quad (14 \text{ الف})$$

$$|df|_{\max} = 4/4 \times 10^9 (2^{-n} + 4/4 \times 10^9 d\tau) \quad (14 \text{ ب})$$

برای مس داریم  $\frac{d\tau}{\tau} = 16/87 \times 10^{-6} \Delta t$  که در آن محدوده حرارتی است که اگر در بدترین حالت ۱۰۰ درجه فرض کنیم خواهیم داشت:

$$|df|_{\max} = 4/4 \times 10^9 (2^{-n} + 1/687 \times 10^{-3}) \quad (15)$$

اگر حداکثر خطای قابل قبول در اندازه‌گیری فرکانس ۱۲/۵ MHz باشد در این صورت تعداد بیت‌های پردازشگر معادل ۱۰ بیت خواهد شد (با  $n=11$  در رابطه ۱۵ خطا ۹/۷۵ MHz خواهد بود که کمتر از

### حالت دوم

اگر محدوده دینامیکی RF ناچیز باشد در این صورت با توجه به شبیه‌سازی کامپیوتری و احتساب بیش از ۲۰۰ درصد انحراف از مقادیر تئوری (در تئوری  $\gamma_1 = 3/06$  dB می‌باشد) داریم:

$$\gamma_1 = -3 \pm 0/25 \text{ dB} \rightarrow 0/688 < \gamma_1 < 0/729$$

$$\gamma_2 = -3 \pm 0/25 \text{ dB} \rightarrow 0/688 < \gamma_2 < 0/729$$

$$\alpha_1 = -3 \pm 0/25 \text{ dB} \rightarrow 0/688 < \alpha_1 < 0/729$$

$$\alpha_{12} = -0/13 \text{ dB} \rightarrow 0/97 < \alpha_{12} < 1$$

$$\alpha_{13} = -0/13 \text{ dB} \rightarrow 0/97 < \alpha_{13} < 1$$

$$\alpha_\tau = -0/13 \text{ dB} \rightarrow 0/97 < \alpha_\tau < 1$$

در این حالت و با جایگزینی مقادیر حداقل و حداکثر پارامترهای فوق در روابط (۱۰-الف) تا (۱۰-ج) خواهیم داشت:

خطای مطلق خواهیم داشت با استفاده از تکنیک کالیبراسیون در بخش پردازشگر سیستم اندازه گیر فرکانس می توان این خطای سیستماتیک را به حدود صفر کاهش داد.

#### حالت سوم

در این مرحله علاوه بر تغییرات فرکانسی عناصر RF، محدوده دینامیکی ورودی را در نظر می گیریم عدم تقارن دیودها که مشخصه آنها تابعی از دامنه است موجب خطا و بروز ابهام می شود در اینجا درصد انحراف مجاز دیودها از حالت تقارن را جهت پرهیز از ابهام محاسبه می کنیم. بدیهی است پس از رفع ابهام خطای بوجود آمده ناشی از عدم ایده آل بودن مشخصه فرکانسی عناصر RF (مقسم توان و کوپلرهای Lange) قابل کالیبره کردن خواهد بود. مشخصه فرکانسی  $g = \frac{\hat{d} - \hat{c}}{\hat{b} - \hat{a}}$  را در حالت واقعی (با احتساب انحراف از حالت ایده آل) در دامنه  $A_0$  در نظر می گیریم برای پرهیز از ابهام باید داشته باشیم.

$$|g(f + \Delta f_{\max}, A_0) - g(f, A_0)| \geq \quad (۱۷-الف)$$

$$|g(f, A)|_{\max} - |g(f, A)|_{\min}$$

که در آن:

$$A_{\min} < A < A_{\max} \quad (۱۷-ج)$$

$$\text{محدوده دینامیکی} = 20 \log \frac{A_{\max}}{A_{\min}} \quad (۱۷-د)$$

$$A_0 = \frac{A_{\min} + A_{\max}}{2} \quad (۱۷-ر)$$

$$\Delta S = \left[ \left( \frac{f_c}{f_a} \right)_{\max} - \left( \frac{f_c}{f_a} \right)_{\min} \right] / \left( \frac{f_c}{f_a} \right) |_{A_0} \quad (۱۷-ز)$$

عبارت (۱۷-الف) در حقیقت نشان دهنده این مطلب است که تغییرات  $g$  به ازای حداکثر تغییرات دامنه ورودی باید کمتر از تغییر آن به ازای تغییرات فرکانس به اندازه  $\Delta f_{\max}$  باشد که

$$N_{\max} = M_{\max} = 1/34 \times 10^{-2}$$

$$N_{\min} = M_{\min} = -1/34 \times 10^{-2}$$

بنابراین اندازه گیری فرکانس را در چهار حالت بدترین در نظر می گیریم که این چهار حالت عبارتند از:

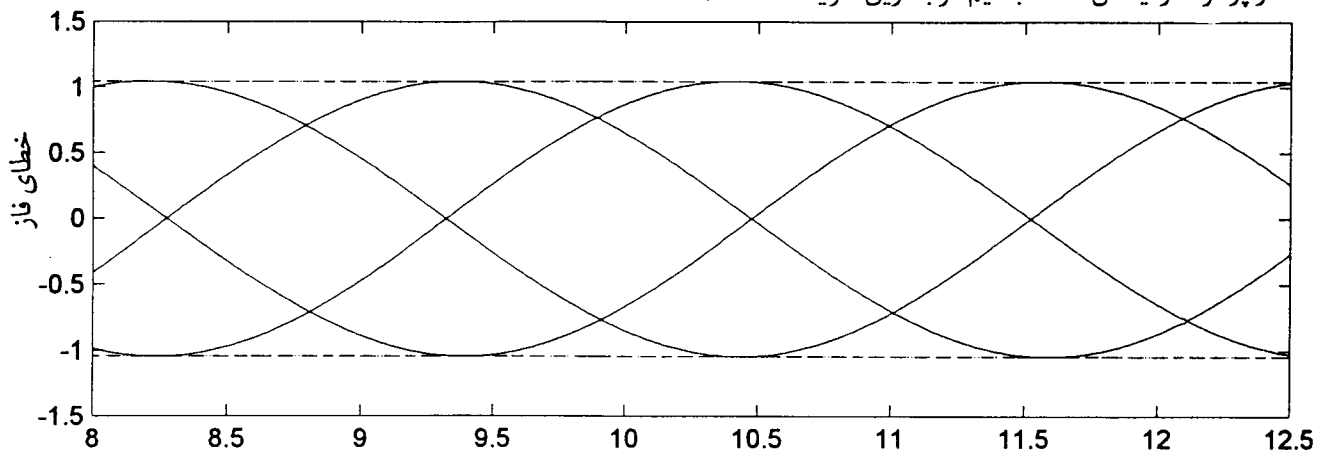
$$g = S \frac{M_{\max} + \sin(\omega\tau + \psi)}{N_{\max} + \cos(\omega\tau + \psi)} \quad (۱۶-الف)$$

$$g = S \frac{M_{\max} + \sin(\omega\tau + \psi)}{N_{\min} + \cos(\omega\tau + \psi)} \quad (۱۶-ب)$$

$$g = S \frac{M_{\min} + \sin(\omega\tau + \psi)}{N_{\max} + \cos(\omega\tau + \psi)} \quad (۱۶-ج)$$

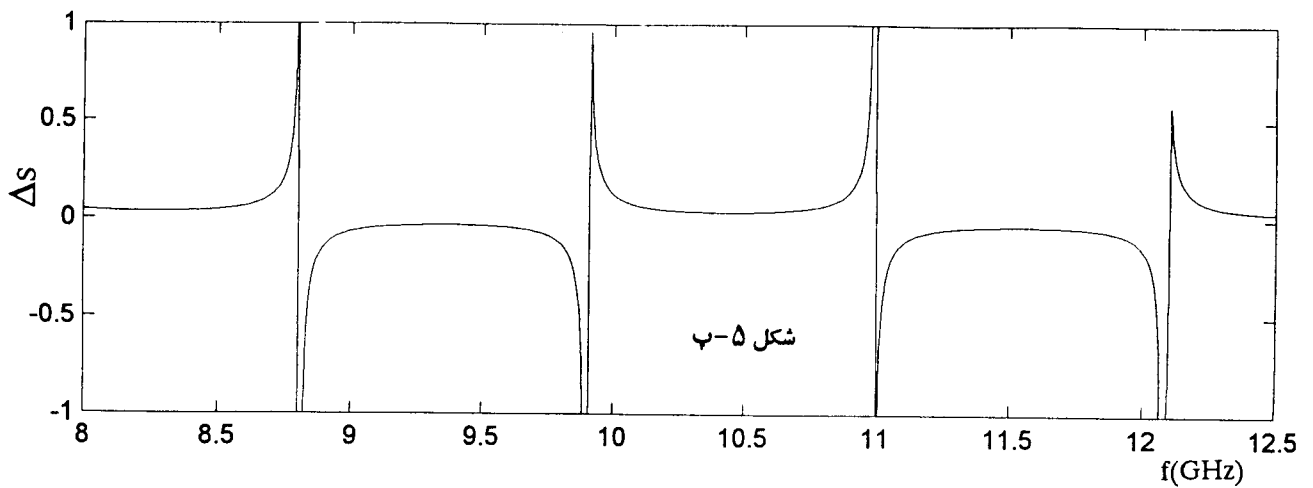
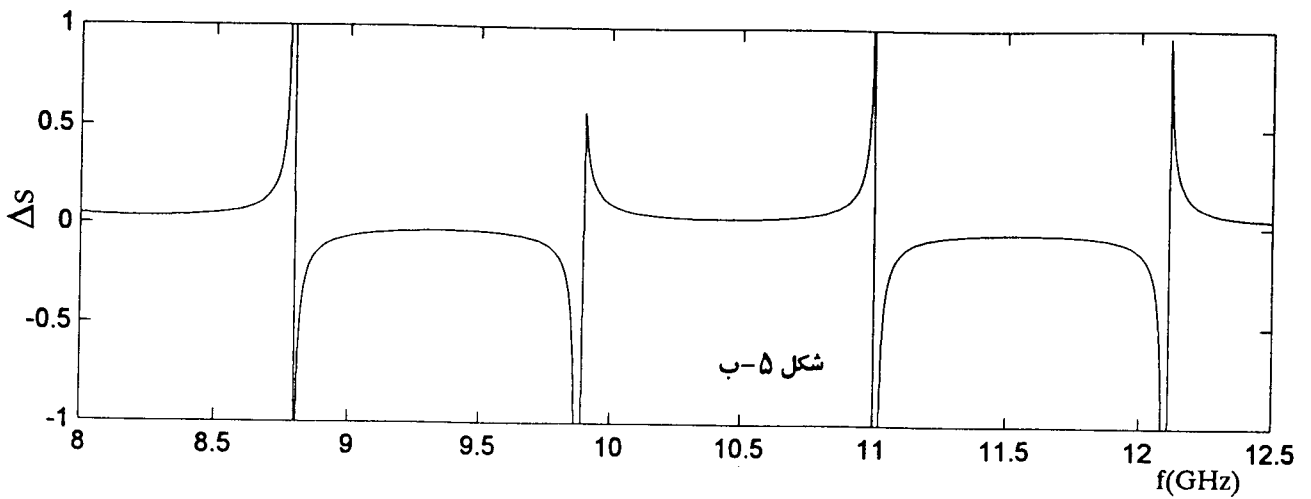
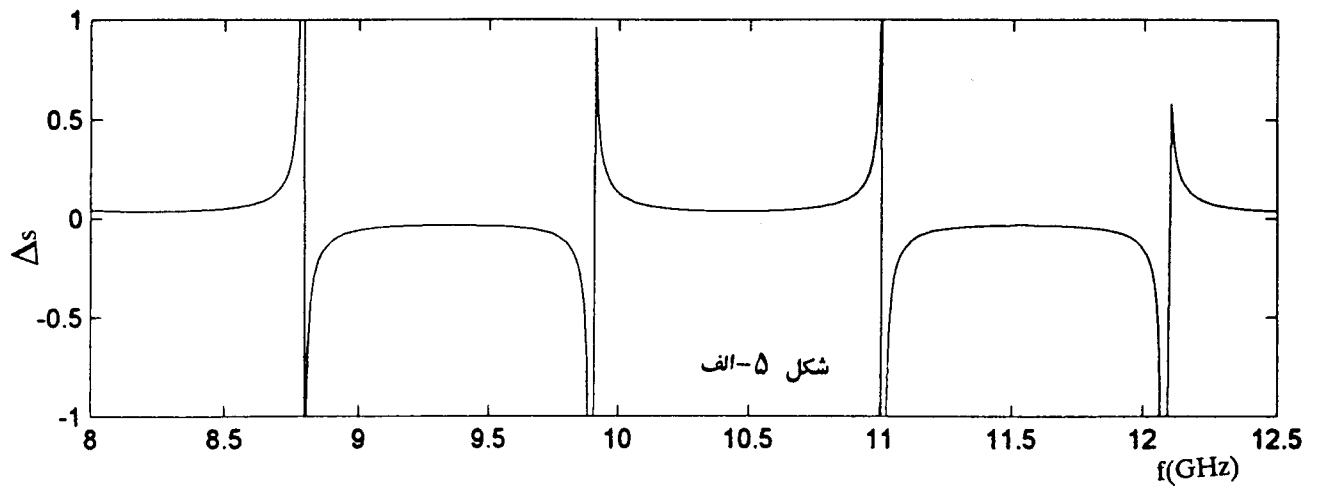
$$g = S \frac{M_{\min} + \sin(\omega\tau + \psi)}{N_{\min} + \cos(\omega\tau + \psi)} \quad (۱۶-د)$$

در این وضعیت بیشترین انحراف از حالت ایده آل ( $M=N=0$ ) محاسبه و در شکل های (۳-الف) تا (۳-ج) در باند فرکانسی ۸-۱۲/۴ GHz رسم شده اند (تغییرات  $g$  برحسب  $f$ ) که نشان دهنده مقایسه ۴ حالت فوق (بدترین حالتها) با حالت ایده آل  $tg\omega\tau$  می باشد همانطوری که ملاحظه می شود بیشترین انحراف  $g$  از حالت ایده آل در فرکانسهایی است که زاویه  $\omega\tau$  نزدیک  $(2k+1)\frac{\pi}{4}$  است یعنی حالتی که  $tg\omega\tau$  بیشترین شیب را دارد که البته اختلاف فاز ناشی از این انحراف ناچیز است شکل (۴) نشان دهنده خطای زاویه در مقایسه با حالت ایده آل ( $tg\omega\tau$ ) می باشد. همانطور که ملاحظه می شود در کل باند حداکثر خطا برای چهار بدترین حالت  $\pm 1^\circ$  بواسطه غیرایده آل بودن مشخصه فرکانس عناصر RF می باشد که معادل خطای فرکانس  $\pm 12/2$  MHz می باشد یعنی اگر پردازشگر ایده آل داشته باشیم در بدترین شرایط  $12/2$  MHz

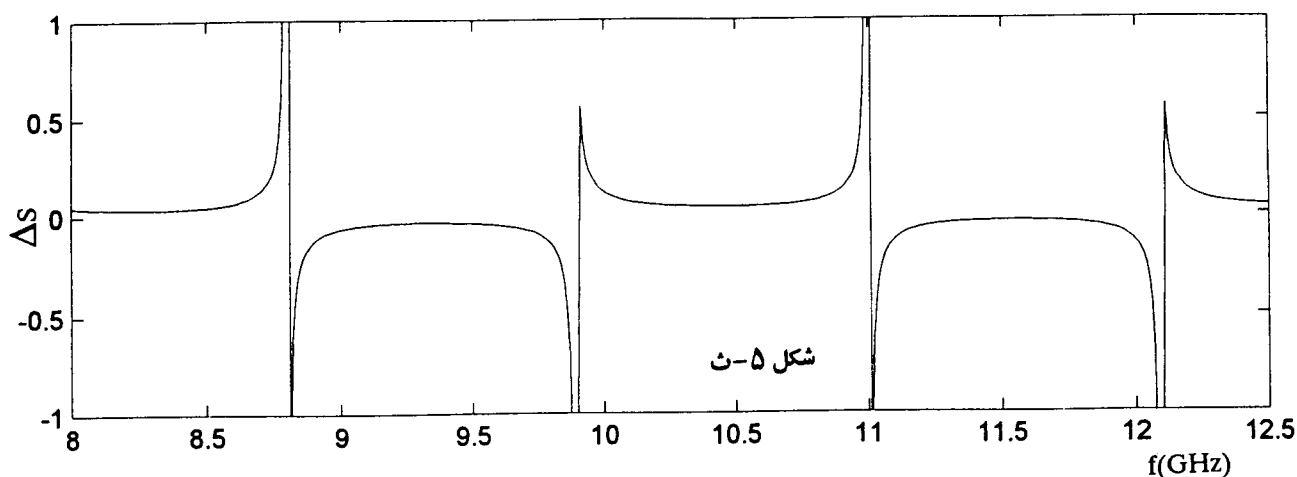
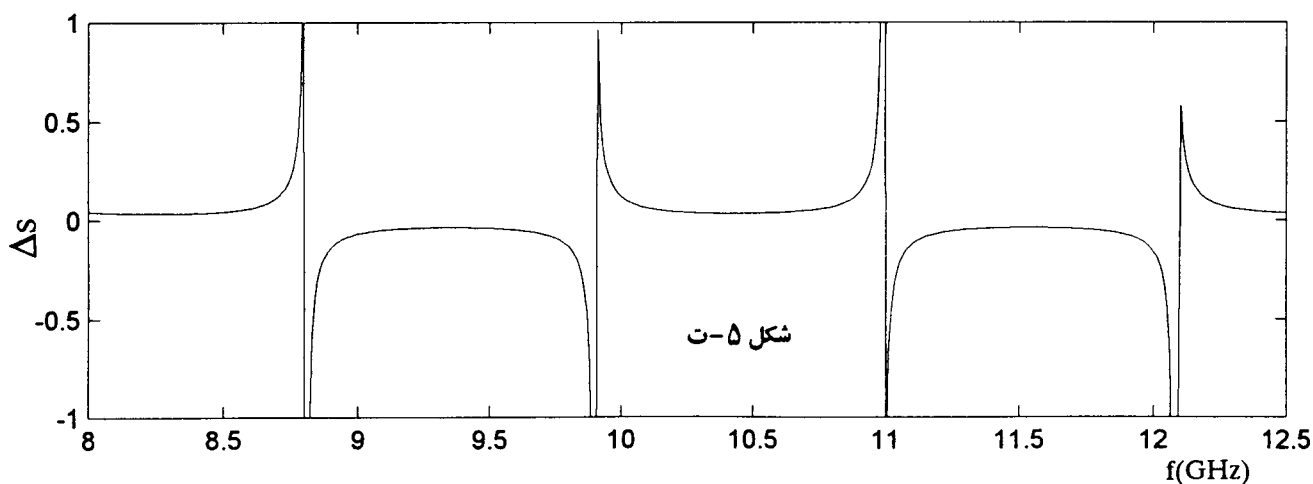


شکل ۴: خطای اندازه گیری زاویه در حالت واقعی (با در نظر گرفتن غیر ایده آل بودن بخش RF) با حالت ایده آل  $tg\omega\tau$





شکل ۵: منحنی‌های انحراف مجاز مشخصه دیودها از حالت تقارن جهت داشتن حداکثر خطای اندازه‌گیری ۱۴/۵ MHz.



ادامه شکل ۵: منحنی‌های انحراف مجاز مشخصه دیودها از حالت تقارن جهت داشتن حداکثر خطای اندازه‌گیری ۱۲/۵ MHz.

(۵-الف) تا (۵-ث) نشان داده شده اثرات تغییر دامنه (محدوده دینامیکی ورودی) در نقاطی از فرکانس که عبارت  $g$  دارای شیب زیادی است بسیار ناچیز است ( $\Delta S \gg \Delta S_{\min}$ ) یعنی سیستم می‌تواند تغییرات زیاد دامنه یا عدم تقارن دیودها را به ازای خطای ثابت تحمل نماید. در صورت تجاوز عدم تقارن دیودها از حد مجاز اعمال بایاس به یکی از جفت دیودها جهت نزدیک کردن مشخصه آنها به یکدیگر مورد استفاده قرار می‌گیرد. کالیبراسیون سیستم پس از ساخت و بصورت نرم‌افزاری صورت خواهد گرفت محاسبات ذکر شده در بالا شرایط اطمینان از نبودن ابهام را مشخص می‌کند.

$\Delta f_{\max} = 12/5$  MHz همان دقت اندازه‌گیری فرکانس است. شکل‌های (۵-الف) تا (۵-ث) مقادیر  $\Delta s$  مجاز برای  $\Delta f = 12/5$  MHz را جهت نداشتن ابهام نشان می‌دهد (برای چهار بدترین شرایط و حالت ایده‌آل)  $\Delta s$  نهایی مقدار حداقل  $\Delta s$  ها می‌باشد.

$\Delta s = \min[0/035, 0/034, 0/033, 0/033, 0/034] = 0/033$   
این بدان معنی است که انحراف مجاز مشخصه دیودها از یکدیگر (درصد عدم تقارن دیودها) برحسب تغییرات دامنه و در بدترین نقطه باند  $\pm 3/3\%$  می‌باشد همانطوری که در منحنی‌های

## نتیجه گیری

در این مقاله یک روش جدید در تجزیه و تحلیل خطای حاصل از تغییر در مشخصه فرکانسی عناصر RF و تغییر در دامنه سیگنال ورودی به آشکارساز مورد بررسی قرار گرفت. از آنجایی که عدم تقارن در مشخصه دامنه دیودها برحسب فرکانس و دامنه ورودی عامل اصلی خطا در اندازه‌گیری فرکانس است که در محدوده دینامیکی‌های زیاد عامل خطا می‌شود با تحلیل تابعیت مشخصه دیودها به فرکانس و دامنه سیگنال ورودی به قسمت پردازشگر مشخص شد که اگر عدم تقارن دیودها کمتر از  $\pm 3/3$  درصد باشد می‌توان با کالیبراسیون نرم‌افزاری خطا را به صفر رسانید هرچند عدم تقارن بیشتر دیودها را می‌توان با اعمال بایاس‌های مختلف به آنها به حداقل رسانید.

حال با توجه به این مسئله مراحل کالیبراسیون را می‌توان بصورت زیر خلاصه کرد:

- ۱- ابتدا اطلاعات مربوط به  $g=1g\omega\tau$  در حافظه (Look up table) فاز یا فرکانس بخش پردازشگر قرار می‌گیرد.
- ۲- با اتصال یک منبع سیگنال به ورودی که قابلیت تغییر و نمایش فرکانس و دامنه را داشته باشد در هر نقطه فرکانسی (در باند موردنظر و فواصل ۱۲/۵ MHz) مقدار فاز یا فرکانس خروجی بخش پردازشگر را با مقداری که باید باشد مقایسه و مقدار واقعی را در خانه حافظه مورد مراجعه توسط سیستم قرار می‌دهیم جهت اطمینان از نبودن ابهام دامنه ورودی را در محدوده دینامیکی تغییر می‌دهیم. مقدار فرکانس پردازشگر نباید تغییر کند. این کار تا آخرین نقطه فرکانس ادامه می‌یابد. در انتها سیستم مورد بحث کالیبره شده است. مزیت این نوع کالیبراسیون نرم‌افزاری بودن آن است.

## مراجع

- 1 - East, P. W. (1983). "Design technique and performance of digital IFM." *Proceeding IEE*, Vol.129, No.3, 154-163.
- 2 - Goddard, N. E. (1972). "Instantaneous frequency measuring receivers." *IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-20*, 292-293.
- 3 - Heaton, D. (1980). "The systems engineer's primer on IFM receivers." *Microwave Journal*, 71-85.
- 4 - Watson, H. A. (1969). *Microwave semiconductor devices and their circuit application*. Mac Graw Hill, Ch.12.

## واژه نامه :

1 - Square law

قانون مربعی

2 - Matched pair diodes

دیودهای زوج منطبق

