

# New Satellite Automatic Tracking by Doppler

M. Nasirian<sup>1\*</sup> and S. ghaemi Sardroodi<sup>2</sup>

1 and 2. Department of Electrical Engineering, Malek-e-Ashtar University of Technology

\* Postal Code: 177415875, Lavizan, Tehran, IRAN

[nasirian@mut.ac.ir](mailto:nasirian@mut.ac.ir)

*In this paper a new method for satellite automatic tracking presented by earth station via doppler frequency . This method done by calculating time diviation through difference between real dopper frequency by communication equipment and software Doppler frequency by theoretical TLE via STK Software. Then Kepler parameters are chaned so this deviation limit to zero. By this action correct antenna direction to satellite and receiving signal without error. Method test was done by amature satellite in UHF frequency band & CW Modulaiton.*

**Keyword:** TLE, Doppler frequency, Satellite prediction, Control loop

---

1. Assistant Professor (Corresponding Author)  
2. M. Sc.

# روش نوین ردگیری اتوماتیک ماهواره با اعمال پدیده داپلر بر TLE

مهرزاد نصیریان<sup>۱\*</sup> و ساناز قائمی سردرودی<sup>۲</sup>

۱ و ۲- دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

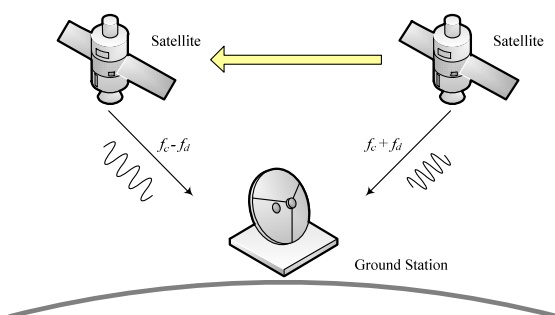
\*تهران، لویزان، کدپستی: ۱۷۷۴۱۵۸۷۵

nasirian@mut.ac.ir

در این مقاله به یک نوع روش ردگیری نوین اتوماتیک ماهواره توسط ایستگاه زمینی با کمک تغییر TLE از طریق اندازه‌گیری فرکانس داپلر دریافتی پرداخته می‌شود. روش کار به این صورت است که با اندازه‌گیری فرکانس مرکزی سیگنال بیکن ارسالی توسط ماهواره و مقایسه آن با فرکانس داپلر محاسبه شده از روی TLE، میزان انحراف زمانی TLE استخراج و پارامترهای مداری ماهواره طوری اصلاح می‌گردد که این انحراف فرکانسی صفر شود. بدین صورت آنتن جهت‌گیری شده و سیگنال دریافتی در ماکزیمم مقدار خود قرار می‌گیرد. این روش در باند فرکانسی UHF و مدولاسیون CW بر روی ماهواره‌های آماتور تست و صحت آن تأیید شده است

واژه‌های کلیدی: پیش‌بین مسیر ماهواره، TLE، شیفت فرکانس داپلر، حلقه کنترل خودکار فرکانس، تفکیک‌کننده

بسته به این که فرستنده و گیرنده به یکدیگر نزدیک یا از هم دور شوند، فرکانس سیگنال حامل دریافتی در گیرنده کمی بیشتر یا کمتر از مقدار مورد انتظار خواهد بود. همان‌گونه که در شکل ۱ نشان داده شده است، در ارتباط رادیویی بین ماهواره و ایستگاه زمینی، با توجه به این نکته که ماهواره نسبت به ایستگاه در حال حرکت است، همواره اثر انحراف فرکانس مرکزی به دلیل پدیده داپلر وجود دارد. مقدار دقیق انحراف فرکانسی از یک سری روابط استخراج می‌شود. دقت انحراف فرکانس محاسباتی ناشی از پدیده داپلر به میزان دقت پارامترهای مداری ماهواره که از روی TLE استخراج می‌شود بستگی دارد.



شکل ۱- انحراف فرکانس مرکزی ناشی از پدیده داپلر در مخابرات ماهواره‌ای

## علائم و اختصارات

TLE	Two Line Element
LNA	Low Noise Amplifier
UHF	Ultra High Frequency
CW	Continuous Wave
MA	Mean Anomaly
AP	Argument of Perigee
RAAN	Right Ascension of Right Ascending Node
ECI	Earth Centered Inertial
ECEF	Earth Centered Earth Fixed
UTC	Universal Time Coordinated
GPS	Global Positioning System
AFC	Automatic Frequency Control
VCO	Voltage Control Oscillator
DIF AFC	Differential Automatic Frequency Control
DPSK	Differential Phase Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying

## مقدمه

پدیده داپلر موضوعی است که در ارتباطات رادیویی بین فرستنده و گیرنده‌ای که نسبت به یکدیگر در حال حرکت هستند رخ می‌دهد.

۱. استادیار (نویسنده مخاطب)

۲. کارشناس ارشد

$$\sin M'(t) = \frac{\sqrt{1-e^2} \sin E(t)}{1-e \cos E(t)}$$

$$\cos E(t) = \frac{e + \cos M'(t)}{1+e \cos M'(t)}$$

$$\sin E(t) = \frac{\sqrt{1-e^2} \sin M'(t)}{1-e \cos M'(t)}$$

Arc from Apogee =  $\tau = \omega + M'$

$$\text{Distance} = r_s = \frac{a(1-e^2)}{1+e \cos M'(t)}$$

$$\bar{r} = \left[ \frac{\sqrt{1-e^2} \sin M'(t)}{1-e \cos M'(t)} \frac{a(1-e^2) \cos M'}{1+e \cos M'} \right] \bar{P} +$$

$$\left[ \frac{a(1-e^2) \sin M'}{1+e \cos M'} \right] \bar{Q}$$

$$\bar{V} = \left[ -k \sin M' \sqrt{\frac{1}{a(1-e^2)}} \right] \bar{P} +$$

$$\left[ k(\cos M' + e) \sqrt{\frac{1}{a(1-e^2)}} \right] \bar{Q} \quad (2)$$

$$V = k \sqrt{\frac{1+2e \cos M' + e^2}{a(1-e^2)}}$$

$$V_{\min} = \left[ k \sqrt{\frac{1-e}{a(1+e)}} \right]$$

$$V_{\max} = \left[ k \sqrt{\frac{1+e}{a(1-e)}} \right]$$

در معادله (۲)،  $\bar{r}$  بردار مکان ماهواره و  $\bar{V}$  بردار سرعت آن است. بعد از حل معادله (۲) و به کمک هندسه فضایی می‌توان موقعیت ماهواره را در فضا مشخص کرد.

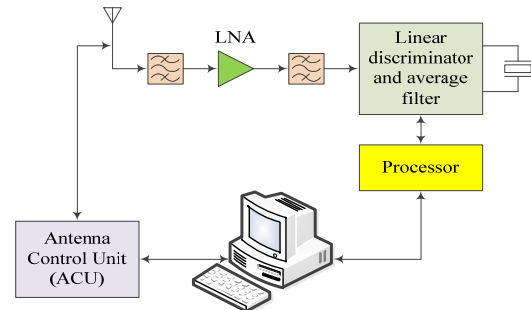
قدم اول در طراحی شبیه‌ساز، حل معادلات کپلر است. بعد از حل معادلات کپلر، با استفاده از ماتریس‌های انتقال زیر و در نظر گرفتن اختلالات، موقعیت ماهواره در فضا به دست آورده می‌شود. جایی که  $i$  زاویه میل،  $\Omega$  طول جغرافیایی نقطه صعود (RAAN)،  $\omega$  آرگومان نقطه حضیض AP، MA ناهنجاری متوسط در سیستم مختصات اینرسی در اولین روز بهار است؛ ماتریس‌های انتقال برای حل این مسئله به صورت زیر هستند [۱۲] و [۱۳]. توسط این ماتریس‌های انتقال، موقعیت ماهواره در سیستم مختصات اینرسی به دست می‌آید.

$A_1$ : ماتریس انتقال حول محور Z به اندازه  $\omega$  به منظور تعیین موقعیت ماهواره در سیستم مختصات نودال.

روش‌های متعددی برای اندازه‌گیری فرکانس دقیق دریافتی در گیرنده ایستگاه زمینی وجود دارد که در بخش بعد به آن اشاره خواهد شد. با داشتن میزان دقیق فرکانس داپلر و مقایسه آن با انحراف محاسبه شده از روی پارامترهای مداری ماهواره می‌توان خطاهای TLE را اصلاح و دقت ردیابی آنتن ایستگاه زمینی را افزایش داد. مزیت این روش، زمانی آشکار می‌گردد که TLE به‌روز ماهواره جهت ردگیری در دسترس نباشد.

## معماری سیستم

نمودار بلوکی کل سیستم در شکل (۲) نشان داده شده است. همان‌گونه که در شکل نشان داده شده، نسخه‌ای از سیگنال دریافتی آنتن ایستگاه توسط یک تقویت‌کننده کم نویز (LNA) تقویت شده و از یک فیلتر میان‌گذر عبور داده می‌شود تا سیگنالی با سطح توان مناسب در اختیار تقویت‌کننده و فیلتر میانگین فرکانس قرار گیرد. وظیفه این فیلتر جستجوی فرکانس حامل و اندازه‌گیری مقدار شیف‌ت فرکانسی سیگنال حامل نسبت به حالت عادی (بدون اثر داپلر) است. سپس مقدار شیف‌ت فرکانسی اندازه‌گیری شده در اختیار بخش کنترل برای اصلاح پارامترهای مداری ماهواره و همچنین کنترل آنتن ایستگاه قرار می‌گیرد.



شکل ۲- نمودار بلوکی معماری سیستم

## تعیین موقعیت ماهواره و آنتن ایستگاه زمینی

از مجموعه روابط (۱) می‌توان برای تعیین موقعیت و سرعت ماهواره در فضای دو بعدی یا مدل بیضی بهره جست.

$$\mu = 3.986 \times 10^{14} \text{ m}^3 / \text{s}^2, \omega_0 = \sqrt{\frac{\mu}{a^3}}$$

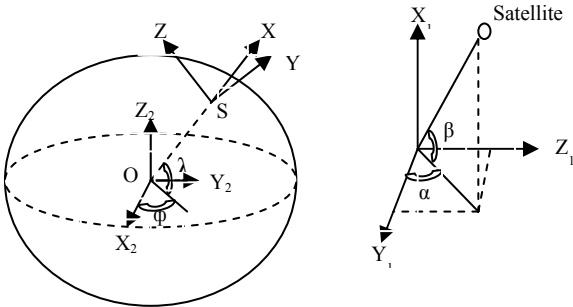
$$M(t) = \omega_0(t - t_0)$$

$$E(t) = M(t) + e \sin E(t)$$

$$\begin{cases} \text{Recursive Equation for Solve it} \\ E_0 = M(t) + e \sin M(t) + \frac{e^2}{2} \sin 2M(t) \\ M_0 = E_0 - e \sin E_0 \end{cases} \quad (1)$$

$$\cos M'(t) = \frac{\cos E(t) - e}{1 - e \cos E(t)}$$

(سیستم مختصات Topocentric) انتقال داد. برای انجام این هدف به یک انتقال و دو چرخش در سیستم مختصات گرینویچ همان طور که در شکل (۳) نشان داده شده است نیاز است. در این شکل  $X_1Y_1Z_1$  سیستم مختصات آنتن و  $X_2Y_2Z_2$  سیستم مختصات گرینویچ است.



شکل ۳- نمایش سیستم مختصات آنتن و سیستم مختصات اینرسی

ماتریس‌های انتقال لازم برای این تبدیل به صورت رابطه‌های (۸) تا (۱۰) هستند:

$$A_4 = \begin{bmatrix} \cos \lambda & 0 & \sin \lambda \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(-\lambda) & 0 & \cos \lambda \end{bmatrix} \quad (۸)$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin(-\varphi) & 0 \\ \sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۹)$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۱۰)$$

موقعیت ماهواره در سیستم مختصات آنتن،  $X_a$ ، بدین صورت به دست می‌آید:

$$X_a = A_4 A_5 X_G - A_6 \quad (۱۱)$$

با کمک موقعیت ماهواره در مختصات آنتن، به سادگی می‌توان زوایای سمت  $\alpha$ ، و زوایای ارتفاع ماهواره  $\beta$ ، در هر لحظه از زمان در ایستگاه زمینی به دست آورد. معادلات مربوطه به صورت رابطه (۱۲) است:

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{x_a(3)}{x_a(2)} \right) \quad (۱۲)$$

$$\beta = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{x_a(1)}{\sqrt{x_a(2)^2 + x_a(3)^2}} \right)$$

اگر آنتن ایستگاه زمینی دارای تیلت (انحراف بین سطح مقطع آنتن و سطح تراز زمین) باشد، ماتریس انتقال مربوطه باید به رابطه (۱۱) اضافه گردد. شایان ذکر است که در حال حاضر زمین به شکل کروی در نظر گرفته شده است و اندازه‌ها به صورت نرمالیزه در نظر

$$A_1 = \begin{bmatrix} \cos \omega & \sin(-\omega) & 0 \\ \sin \omega & \cos \omega & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۳)$$

$A_2$ : ماتریس انتقال حول محور  $X$  به اندازه  $i$  به منظور تعیین موقعیت ماهواره در سیستم مختصات اینرسی زمینی.

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos i & \sin(-i) \\ 0 & \sin i & \cos i \end{bmatrix} \quad (۴)$$

$A_3$ : ماتریس انتقال حول محور  $Y$  به اندازه  $\Omega$  به منظور تعیین موقعیت ماهواره در سیستم مختصات اینرسی زمینی.

$$A_3 = \begin{bmatrix} \cos \Omega & \sin(-\Omega) & 0 \\ \sin \Omega & \cos \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۵)$$

اگر  $X_N$  را موقعیت ماهواره در مدار بیضی در سیستم مختصات نودال تغییر یافته در نظر بگیریم،  $X_1$ ، موقعیت ماهواره در سیستم مختصات اینرسی زمینی برابر است با:

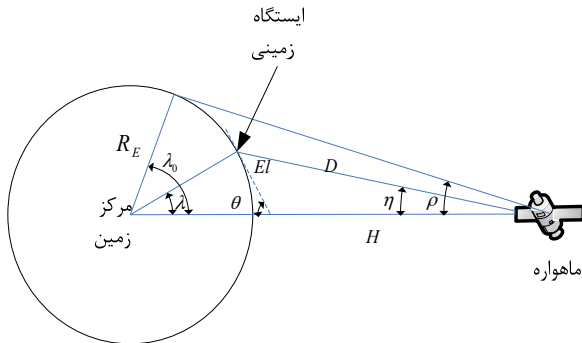
$$X_1 = A_3 A_2 A_1 X_N. \quad (۶)$$

شایان ذکر است که چرخش صفحهٔ مداری بر روی استوا، به دلیل دو چرخش کره زمین به دور خود و چرخش مدار ماهواره ناشی از غیرکروی بودن زمین است که در محاسبات هر دو چرخش منظور می‌گردد. با استفاده از  $X_1$ ، ارتفاع، طول و عرض جغرافیای زمینی ماهواره در سیستم مختصات اینرسی قابل محاسبه است. به طوری که از روی اندازهٔ آن ارتفاع ماهواره استخراج می‌گردد. توسط زاویه ارتفاع آن در سیستم مختصات اینرسی زمینی، عرض جغرافیایی ماهواره و از روی زاویه سمت آن، طول جغرافیایی ماهواره در سیستم مختصات اینرسی زمینی قابل استخراج است. در صورتی که تفاوت زوایای دو سیستم مختصات ECI و ECEF (سیستم مختصات گرینویچ) که یک چرخش زاویه‌ای حول محور قطبین در سیستم مختصات اینرسی به اندازه  $\alpha = 1.74476716333061(\text{rad})$  براساس محاسبات انجام گرفته در تاریخ اول ژانویه سال ۲۰۰۰ میلادی است را در محاسبات وارد کنیم، موقعیت  $X_G$  و طول و عرض جغرافیایی نامی ماهواره در سیستم مختصات گرینویچ به دست می‌آید. لازم به ذکر است که زاویه  $\alpha$  بر اثر حرکات تقدیمی و ترقصی زمین تغییر می‌کند که به طور استاندارد در عرض هر چند دهه آن را ثابت و در محاسبات وارد می‌کنند. در این صورت:

$$\Omega \rightarrow \Omega + \alpha \quad (۷)$$

مرحلهٔ بعد در طراحی شبیه‌ساز ایستگاه زمینی چگونگی به دست آوردن زوایای آنتن ایستگاه زمینی از روی موقعیت  $X_G$  است. برای به دست آوردن زوایای آنتن ایستگاه زمینی، باید موقعیت ماهواره را از سیستم مختصات گرینویچ به سیستم مختصات آنتن

گرفته شده‌اند، همان طور که دیده می‌شود در ماتریس  $A_6$  ارتفاع از سطح دریا، یک در نظر گرفته شده است که در نرم‌افزار واقعی به جای عدد یک از نسبت شعاع زمین از سطح دریا به علاوه ارتفاع از سطح دریا در هر نقطه به شعاع از سطح دریا استفاده می‌شود. با توجه به مطالب گفته شده الگوریتم محاسبه زاویه سمت و اوج مطابق دیاگرام بلوکی شکل (۴) صورت می‌پذیرد:



شکل ۵- شماتیک کلی مدار ماهواره

طبق شکل (۵)، سرعت نسبی ماهواره نسبت به ایستگاه

زمینی در هر لحظه عبارت است از:

$$v_{s,r} = v \cos \theta \quad (14)$$

که در این معادله،  $v$  سرعت ماهواره و زاویه  $\theta$ ، زاویه نشان داده شده در شکل است که بدین صورت محاسبه می‌شود.

$$v = \sqrt{\frac{\mu}{r}} = \sqrt{\frac{\mu}{R_E + H}} \quad (15)$$

در معادله فوق  $\mu$ ، پارامتر جاذبه،  $R_E$  شعاع کره زمین،  $r$ ، موقعیت ماهواره در دستگاه مختصات اینرسی زمین مرکز (ECI) و  $H$ ، ارتفاع ماهواره از سطح زمین شد.

$$\mu = GM \quad (16)$$

در معادله بالا،  $G$  ثابت جهانی گرانش و  $M$  جرم کره زمین است. زاویه  $\theta$  معادله (۱۴) برابر است با:

$$\theta = \lambda + El \quad (17)$$

در این معادله،  $\lambda$ ، از فرمول (۱۸) به دست می‌آید.

$$\lambda = 90^\circ - El - \eta \quad (18)$$

مقدار زاویه  $\eta$  نیز بدین صورت محاسبه می‌شود:

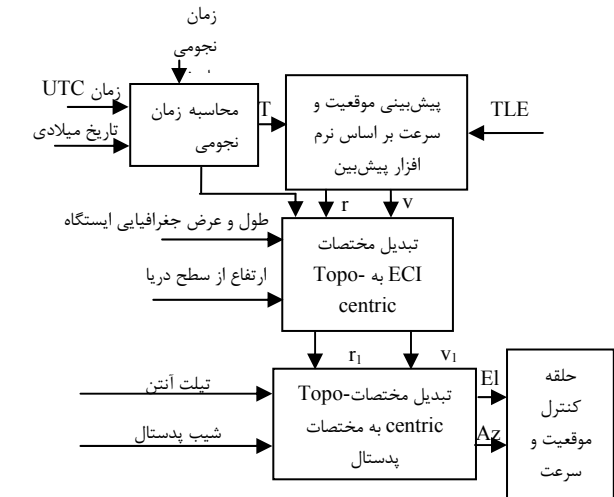
$$\sin \eta = \sin^{-1}(\sin \rho \cos El) \quad (19)$$

که در آن

$$\sin \rho = \frac{R_E}{R_E + H} = \frac{R_E}{r} \quad (20)$$

در این معادله،  $El$ ، زاویه ترفیع و  $r$ ، موقعیت ماهواره در دستگاه ECI است [۱].

اما این شیفت فرکانسی محاسبه شده همواره به دلیل عوامل محیطی دارای خطاست. بلوک دیاگرام محاسبه انحراف فرکانسی در شکل (۶) آمده است.



شکل ۴- مراحل پیش‌بینی موقعیت و سرعت زاویه‌ای

## محاسبه شیفت فرکانس داپلر با استفاده از پارامترهای مداری ماهواره

نرم‌افزار پیش بین مسیر ماهواره برای تعیین موقعیت ماهواره استفاده می‌شود. شمای کلی این نرم‌افزار در شکل (۷) و شکل (۸) نشان داده شده است. همان طور که در بخش قبل اشاره شد، این شبیه‌ساز با گرفتن اطلاعات موقعیت جغرافیایی ایستگاه زمینی، پارامترهای کپلر ماهواره و همچنین زمان دقیق جهانی (UTC) توسط دستگاه موقعیت یاب جهانی (GPS)، زوایای سمت و ارتفاع آنتن ایستگاه را به منظور ردیابی ماهواره محاسبه می‌کند [۲ و ۳].

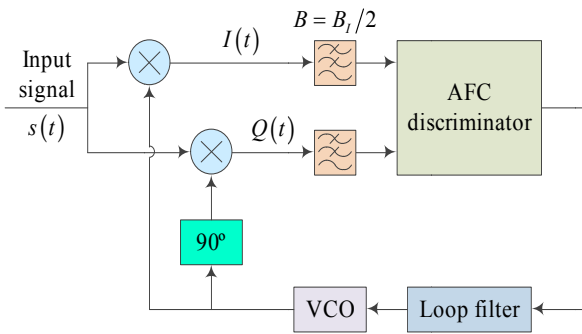
در نتیجه با داشتن زاویه  $El$  و  $r$ ، موقعیت ماهواره در دستگاه ECI به دست آمده از نرم‌افزار ردگیری بومی و معادلات فوق می‌توان شیفت فرکانسی داپلر را محاسبه کرد. مقدار انحراف فرکانسی ناشی از پدیده داپلر از رابطه (۱۳) قابل محاسبه است:

$$f_d = -\frac{v_{s,r}}{c} f_0 \quad (13)$$

که در رابطه فوق  $v_{s,r}$  سرعت نسبی ماهواره نسبت به ایستگاه زمینی،  $c$  سرعت انتشار موج در محیط مورد نظر و  $f_0$  فرکانس سیگنال بدون در نظر گرفتن اثر داپلر است. با توجه به ثابت بودن  $c$  و  $f_0$  در هر لینک ماهواره‌ای، محاسبه میزان فرکانس داپلر از رابطه (۱)، مستلزم آگاهی از

دارای خطاست. بنابراین برای تعیین فرکانس سیگنال حامل دریافتی دقیق از کنترل‌کننده‌های خودکار فرکانس استفاده می‌شود. کنترل خودکار فرکانس (AFC)، روشی است که در گیرنده‌های رادیویی برای کنترل اسپلاتور محلی و تنظیم فرکانس کاری آن با فرکانس سیگنال حامل دریافتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. به این ترتیب، گیرنده به طور خودکار با فرکانس مورد نظر سنکرون شده و سیگنال دریافتی با وجود تغییرات فرکانسی، به درستی دمدوله می‌شود. تغییرات فرکانس ممکن است به دلایل مختلف ایجاد شود، برای مثال، یکسان نبودن فرکانس اسپلاتور در فرستنده و گیرنده و تغییرات فرکانس کاری بر اثر عدم پایداری حرارتی از جمله موارد شایع جابه‌جایی فرکانسی در فرستنده‌ها و گیرنده‌های رادیویی به شمار می‌رود. در مخابرات ماهواره‌ای علاوه بر موارد فوق، جابه‌جایی فرکانس بر اثر پدیده داپلر یکی از موارد قابل توجه شیفت فرکانسی به حساب می‌آید.

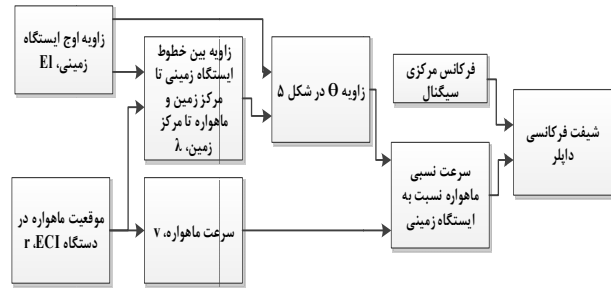
همان‌گونه که در شکل (۹) نشان داده شده است، برای یک سیستم AFC همواره دو زیرسیستم اصلی وجود دارد: تفکیک‌کننده فرکانس: که باید بتواند تغییرات فرکانسی را به تغییرات ولتاژ تبدیل کند. اسپلاتور کنترل‌شونده با ولتاژ (VCO): که متناسب با تغییرات ولتاژ، فرکانس خروجی مطلوب را تولید کند.



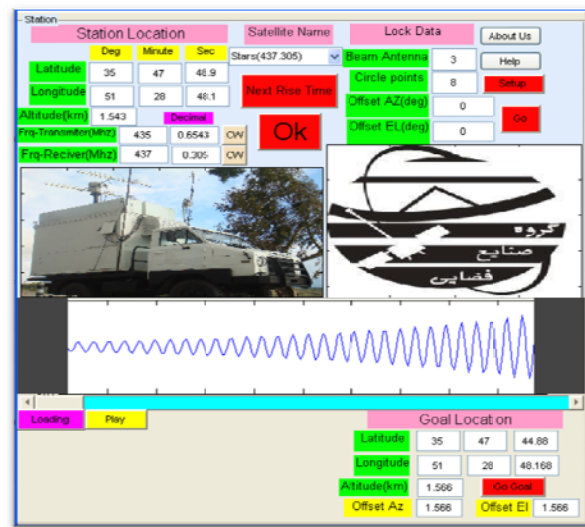
شکل ۹- ساختار کلی حلقه AFC

### تفکیک‌کننده فرکانس

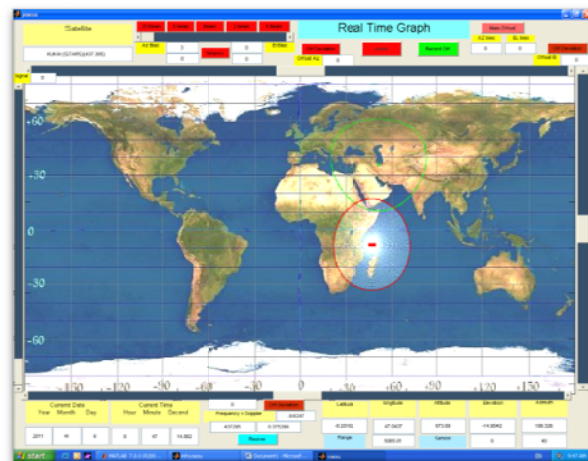
وظیفه تفکیک‌کننده فرکانس، فراهم کردن ولتاژ کنترلی متناسب با انحراف فرکانس سیگنال حامل دریافتی از نوسان‌ساز محلی است. زمانی که اسپلاتور محلی در گیرنده به طور دقیق روی فرکانس سیگنال دریافتی تنظیم شود، خروجی تفکیک‌کننده فرکانس صفر می‌شود. در این حالت VCO در حالت نرمال عمل می‌کند. هر انحراف فرکانسی بین سیگنال حامل دریافتی و اسپلاتور محلی، بسته به میزان انحراف و جهت آن، به صورت ولتاژی با شدت و علامت متفاوت در خروجی تفکیک‌کننده ظاهر می‌شود. در



شکل ۶- بلوک دیاگرام محاسبه انحراف فرکانسی



شکل ۷- شمای کلی نرم‌افزار پیش بین مسیر ماهواره

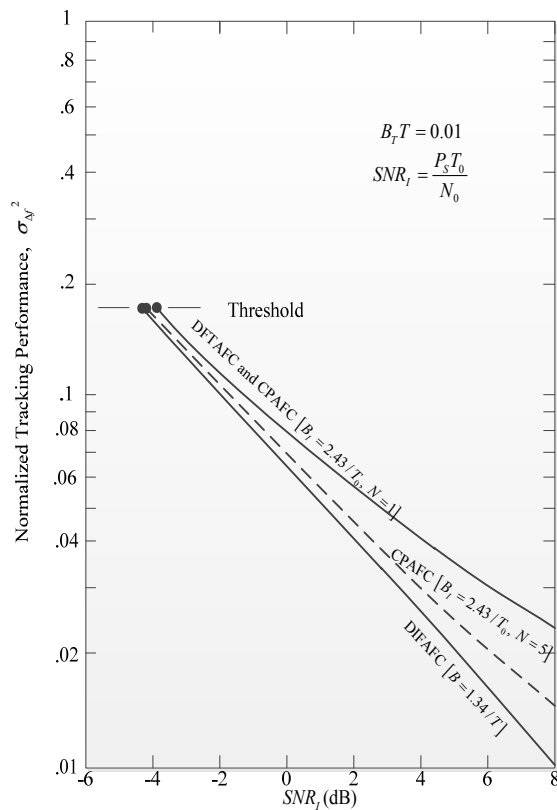


شکل ۸- نمایش منطقه دید ایستگاه زمینی و ناحیه پوشش ماهواره

### حلقه کنترل خودکار فرکانس

همان‌طور که در بخش قبل بحث شد، شیفت فرکانسی ناشی از پدیده داپلر به دلیل اختلالات محیطی و خطای احتمالی TLE

منیای انتخاب یک ساختار کنترل فرکانسی اتوماتیک بر اساس نوع مدولاسیون، ملاحظات سخت‌افزاری و کارایی است. این سه ساختار تقریباً کارایی یکسانی تحت شرایط  $SNR_f$  پایین دارند. البته ساختار DIF AFC برای مقادیر بالای  $SNR_f$  کارایی بهتری نسبت به دو ساختار دیگر دارد. مقایسه کیفیت سه ساختار AFC برای سیگنال‌های CW در شکل (۱۱) نشان داده شده است. با توجه به مقایسه کیفیت ساختارهای AFC، در این روش نوین ردگیری اتوماتیک از پیکر بندی DIF AFC برای اندازه‌گیری دقیق فرکانس حامل دریافتی استفاده می‌کنیم.



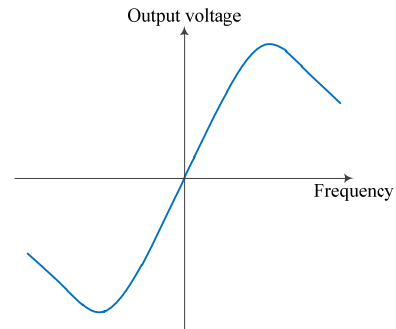
شکل ۱۱ - مقایسه کارایی حلقه‌های ردیابی برای سیگنال‌های CW

### تفکیک‌کننده دیفرانسیلی

ساختار AFC با تفکیک‌کننده دیفرانسیلی (DIF AFC) در شکل (۱۲) نشان داده شده است. این تفکیک‌کننده اولین بار توسط Park [۴] ارائه شد. در مقایسه با دیگر تفکیک‌کننده‌ها، تفکیک‌کننده دیفرانسیلی برای پیاده‌سازی به صورت آنالوگ بسیار مناسب است. عملکرد سایر تفکیک‌کننده‌های آنالوگ در مراجع [۵] و [۶] ارائه شده است. خروجی تفکیک‌کننده، که در واقع ولتاژ کنترلی متناسب با خطای حلقه است، به صورت رابطه (۲۷) است:

$$D_e(\omega) = A^2 |H_{LP}(\omega)|^2 \Delta\omega \quad (27)$$

فرکانس‌های دریافتی بالاتر یا پایین‌تر از فرکانس اسپلاتور محلی، ولتاژ خروجی تفکیک‌کننده مقداری بالاتر یا پایین‌تر از صفر خواهد داشت. رابطه بین فرکانس ورودی و ولتاژ خروجی در یک تفکیک‌کننده خطی در شکل (۱۰) نشان داده شده است. با استفاده از ساختار نشان داده شده، می‌توان نوسان‌ساز محلی را به صورت خودکار بر روی فرکانس سیگنال دریافتی قفل کرده و در نتیجه عمل مدولاسیون را به درستی انجام داد.



شکل ۱۰ - رابطه بین فرکانس ورودی و ولتاژ خروجی یک تفکیک‌کننده فرکانس خطی

برای بیان مفاهیم ذکر شده به زبان ریاضی، فرض کنید در حلقه AFC شکل (۹)، سیگنال دریافتی گیرنده به فرم زیر باشد:

$$s(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] + n(t) \quad (21)$$

که در آن  $n(t)$  نویز سفید گوسی با چگالی طیفی متقارن باشد، یعنی:

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad (22)$$

می‌توان  $n(t)$  را به صورت زیر در نظر گرفت:

$$n(t) = n_1(t) \cos \omega_0 t - n_2(t) \sin \omega_0 t \quad (23)$$

به این ترتیب،  $n_1(t)$  و  $n_2(t)$  فرآیندهایی با ویژگی گوسی و چگالی طیفی  $S_{n_1}(f) = S_{n_2}(f) = N_0$  خواهند بود. فرض بر این است

که خروجی VCO حلقه AFC شکل (۹) به صورت رابطه (۲۴) باشد:

$$v_r(t) = 2 \cos \omega t \quad (24)$$

به این ترتیب:

$$I(t) = A \cos[\Delta\omega t + \varphi(t)] + n_1(t) \cos \Delta\omega t - n_2(t) \sin \Delta\omega t \quad (25)$$

$$Q(t) = A \sin[\Delta\omega t + \varphi(t)] + n_1(t) \sin \Delta\omega t + n_2(t) \cos \Delta\omega t \quad (26)$$

که در روابط فوق  $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$

سه ساختار کلی زیر برای تفکیک‌کننده‌های فرکانس وجود دارد:

۱. تفکیک‌کننده‌های Differentiate and multiply
۲. تفکیک‌کننده‌های cross product
۳. تفکیک‌کننده‌های مبتنی بر تبدیل فوریه گسسته (DFT).

رنج ردیابی تفکیک‌کننده فرکانسی به صورت رابطه (۲۸) تخمین

زده می‌شود.

$$TR = \pm 0.38B_I \quad (28)$$

همچنین ثابت می‌شود که عملکرد DIF AFC در برابر نویز به صورت زیر است [۷]:

$$\sigma_{\Delta f}^2 = \frac{B_{LP}^3}{3(P_s/N_0)(B_{LP}/B_I)^2} \times \left\{ \left( \frac{B_{LP}}{B_I} \right)^2 + \frac{1}{2SNR_I} \left[ 1 - \frac{2}{3} \left( \frac{B_{LP}}{B_I} \right) + \left( \frac{B_{LP}}{B_I} \right)^2 - \frac{1}{4} \left( \frac{B_{LP}}{B_I} \right)^3 \right] \right\} \quad (29)$$

$$\sigma_{\Delta f}^2 \cong \frac{0.33(B_{LP}/B_I)B_{LP}^2}{SNR_I} \left[ \left( \frac{B_{LP}}{B_I} \right)^2 + \frac{1}{2SNR_I} \right] \text{ for } B_{LP} \ll B_I$$

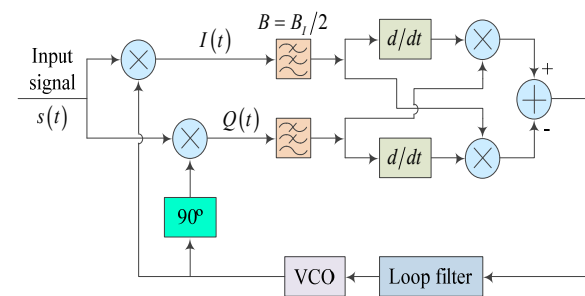
### اصلاح خطای TLE با اختلاف مقدار محاسبه شده و

#### دقیق شیفت داپلر

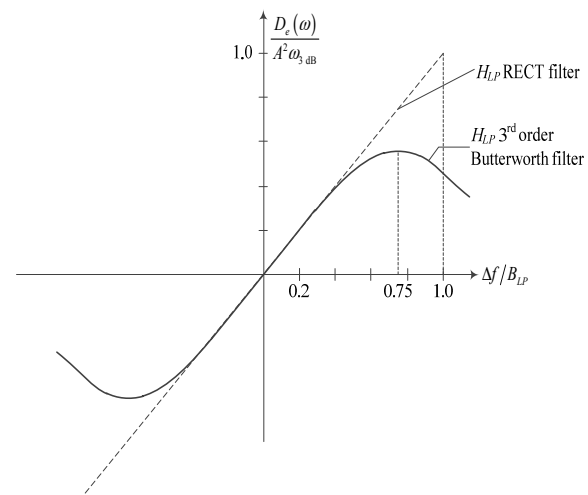
همان‌طور که بحث شد، ابتدا زوایای سمت و ارتفاع آنتن ایستگاه زمینی را به منظور ردیابی ماهواره توسط نرم‌افزار پیش بین به دست آورده و به سمت ماهواره مورد نظر نشانه‌گیری می‌کنیم. در قدم بعدی، شیفت فرکانس داپلر توسط نرم‌افزار پیش‌بین مسیر ماهواره و معادلات ذکر شده، مطابق جدول (۱) محاسبه می‌شود. سپس فرکانس داپلر دقیق دریافتی در گیرنده ایستگاه زمینی توسط ساختار DIF AFC، اندازه‌گیری می‌شود. در مرحله بعدی، فرکانس داپلر دقیق دریافتی اندازه‌گیری شده را در جدول (۱) پیدا کرده و زمان متناسب با آن را می‌خوانیم. حال اختلاف این زمان را با زمان واقعی خوانده شده از سخت‌افزار DIF AFC به دست می‌آوریم. اختلاف زمانی حاصله را در اولین رابطه سری معادلات (۱) وارد می‌نماییم (به جای  $t$  در معادله  $M(t) = \omega_0(t - t_0)$ ، اختلاف زمانی حاصله را نیز اضافه می‌کنیم). سپس بار دیگر این معادلات را حل می‌کنیم و معادلات کپلر را به دست آورده و در نهایت TLE جدید اصلاح یافته را به دست می‌آوریم.

منحنی مربوط به این رابطه در شکل (۱۳) برای دو نوع فیلتر

پایین‌گذر به نمایش در آمده است.



شکل ۱۲- ساختار حلقه AFC با استفاده از تفکیک‌کننده دیفرانسیلی



شکل ۱۳- منحنی خروجی تفکیک‌کننده انتگرالی به فرکانس ورودی

حلقه AFC با استفاده از تفکیک‌کننده دیفرانسیلی برای دنبال کردن فرکانس سیگنال حامل در مدولاسیون‌های CW، DPSK و همین‌طور مدولاسیون FSK قابل استفاده می‌باشد. برای عملکرد صحیح تفکیک‌کننده، پهنای باند ورودی بایستی به اندازه کافی بزرگ باشد تا طیف سیگنال ورودی را بدون آسیب جدی از خود عبور دهد.

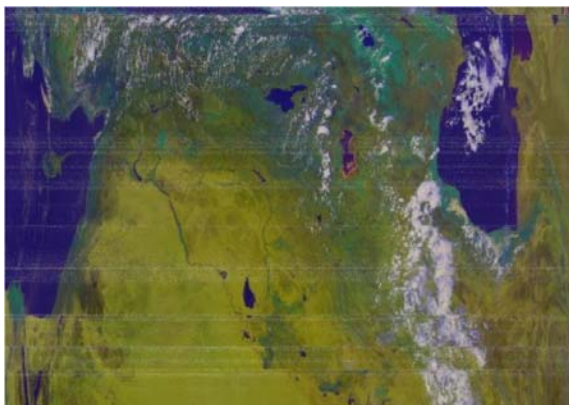
جدول ۱- داده استخراج شده از نرم‌افزار پیش‌بین مسیر ماهواره

NOAA-16						
Row	Date	Time	Azimuth	Elevation	Range	Doppler
۱	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۰۹۹۲۸	۲۶۴.۴۷۸	۵.۱۶۹	۱۸۴۰۶۱۰۶۵۶۴۷	۴۰۳۷۶۱۲۵۵۹۵
۲	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۱۰۹۹۲۶	۲۶۴.۲۷	۵.۲۰۲	۱۸۳۷۸۶۳۴۰۹۰۶	۴۰۰۴۹۱۴۰۹۱۵
۳	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۲۰۹۹۲۴	۲۶۴.۰۶	۵.۲۳۵	۱۸۳۵۱۳۸۷۳۵۳۵	۳۹۷۲۰۰۶۳۳۱۳۹
۴	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۳۰۹۹۲۲	۲۶۳.۸۵	۵.۲۶۸	۱۸۳۲۴۳۶۷۳۸۴۱	۳۹۳۸۹۴۸۲۲۸۶
۵	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۴۰۹۹۲	۲۶۳.۶۳۹	۵.۳۰۱	۱۸۲۹۰۷۵۷۵۲۱۰۴	۳۹۰۵۷۴۰۴۶۴۸۹
۶	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۵۰۹۹۱۸	۲۶۳.۴۲۷	۵.۳۳۴	۱۸۲۷۰۱۰۱۱۸۵۷۶	۳۸۷۲۳۸۳۱۴۳۴۹
۷	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۶۰۹۹۱۶	۲۶۳.۲۱۵	۵.۳۶۶	۱۸۲۴۰۴۶۷۸۳۴۸	۳۸۳۸۸۹۶۷۹۶۴۵
۸	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۷۰۹۹۱۴	۲۶۳.۰۰۲	۵.۳۹۸	۱۸۲۱۸۵۷۵۷۰۱	۳۸۰۵۲۲۱۸۴۹۰۴



NOAA-16						
Row	Date	Time	Azimuth	Elevation	Range	Doppler
۹	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۸۹۹۱۲	۲۶۲.۷۸۹	۵.۴۳	۱۸۱۹.۲۷۰۴۹۳۲۵	۳.۷۷۱۴۱۸۷۹۱۵۴
۱۰	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۳۹۰۹۹۱	۲۶۲.۵۷۵	۵.۴۶۲	۱۸۱۶.۷۰۶۷۰۵۵۲	۳.۷۳۷۴۶۸۱۰۷۷۹
۱۱	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۰۰۹۹۰۷	۲۶۲.۳۶	۵.۴۹۳	۱۸۱۴.۱۶۶۳۰۷۸۳	۳.۷۰۳۷۴۰۷۵۸۸
۱۲	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۱۰۹۹۰۵	۲۶۲.۱۴۵	۵.۵۲۴	۱۸۱۱.۶۴۹۴۰۰۷۲	۳.۶۶۹۱۲۵۹۴۴۷۹
۱۳	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۲۰۹۹۰۳	۲۶۱.۹۲۹	۵.۵۵۵	۱۸۰۹.۱۵۶۰۸۴۳۵	۳.۶۳۴۷۳۵۵۴۶۶۷
۱۴	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۳۰۹۹۰۱	۲۶۱.۷۱۲	۵.۵۸۶	۱۸۰۶.۶۸۶۴۵۸۵	۳.۶۰۰۱۹۹۷۱۹۰۵
۱۵	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۴۰۹۸۹۹	۲۶۱.۴۹۵	۵.۶۱۷	۱۸۰۴.۲۴۰۶۲۳۵۱	۳.۵۶۵۵۱۹۰۵۹۹۳
۱۶	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۵۰۹۸۹۷	۲۶۱.۲۷۷	۵.۶۴۷	۱۸۰۱.۸۱۸۶۷۵۳	۳.۵۳۰۶۹۴۱۹۷۲۵
۱۷	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۶۰۹۸۹۵	۲۶۱.۰۵۸	۵.۶۷۷	۱۷۹۹.۴۲۰۷۱۵۳۴	۳.۴۹۵۷۲۵۷۸۱۹۳
۱۸	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۷۰۹۸۹۳	۲۶۰.۸۳۹	۵.۷۰۷	۱۷۹۷.۰۴۶۸۴۰۶۴	۳.۴۶۰۶۱۴۴۹۰۲۸
۱۹	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۸۰۹۸۹۱	۲۶۰.۶۲	۵.۷۳۶	۱۷۹۴.۶۹۷۱۴۸۷۴	۳.۴۲۵۳۶۱۰۱۹۳۸
۲۰	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۴۹۰۹۸۸۹	۲۶۰.۳۹۹	۵.۷۶۵	۱۷۹۲.۳۷۱۷۳۶۶۷	۳.۳۸۹۹۶۶۰۹۲
۲۱	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۰۰۹۸۸۷	۲۶۰.۱۷۸	۵.۷۹۴	۱۷۹۰.۰۷۰۷۰۰۹۴	۳.۳۵۴۴۳۰۴۵۴۳۲
۲۲	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۱۰۹۸۸۴	۲۵۹.۹۵۷	۵.۸۲۳	۱۷۸۷.۷۹۴۱۳۷۵۶	۳.۳۱۹۰۸۶۸۵۷۲۳
۲۳	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۲۰۹۸۸۲	۲۵۹.۷۳۵	۵.۸۵۲	۱۷۸۵.۵۴۲۱۴۱۹۸	۳.۲۸۲۹۴۰۱۵۲۹
۲۴	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۳۰۹۸۸	۲۵۹.۵۱۲	۵.۸۸	۱۷۸۳.۳۱۴۸۰۹۰۷	۳.۲۴۶۹۸۷۱۰۱۹۲
۲۵	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۴۰۹۸۷۸	۲۵۹.۲۸۹	۵.۹۰۸	۱۷۸۱.۱۱۲۳۳۱۶	۳.۲۱۰۸۹۶۵۶۶۳۶
۲۶	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۵۰۹۸۷۶	۲۵۹.۰۶۵	۵.۹۳۶	۱۷۷۸.۹۳۴۵۰۷۹۶	۳.۱۷۴۶۶۹۴۱۳۳۷
۲۷	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۶۰۹۸۷۴	۲۵۸.۸۴۱	۵.۹۶۳	۱۷۷۶.۷۸۱۷۲۶۵۷	۳.۱۳۸۲۰۶۵۳۴۵۶
۲۸	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۷۰۹۸۷۲	۲۵۸.۶۱۶	۵.۹۹	۱۷۷۴.۶۵۳۹۸۱۴۷	۳.۱۰۱۸۰۸۵۵۱۸
۲۹	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۸۰۹۸۷	۲۵۸.۳۹	۶.۰۱۷	۱۷۷۲.۵۵۱۳۶۴۴۹	۳.۰۶۵۱۷۷۲۸۸۴۳
۳۰	۲۰۱۵۰۶۲۰	۱۳۰۲۵۹۰۹۸۶۸	۲۵۸.۱۶۴	۶.۰۴۴	۱۷۷۰.۴۷۳۹۶۶۷۹	۳.۰۲۸۴۱۲۸۱۲۷۰۵

با اصلاح خطای TLE، دقت ردیابی آنتن ایستگاه زمینی نیز افزایش می‌یابد. این اصلاح TLE و به تبع آن ردیابی بهتر ماهواره، کیفیت تصاویر هواشناسی دریافتی را نیز افزایش می‌دهد. تصاویر هواشناسی قبل و بعد از اصلاح TLE در شکل (۱۴) و شکل (۱۵) آمده است. عملیات اصلاح TLE بحث شده بایستی در هر گذر ماهواره به صورت زمان واقعی صورت گیرد تا خطای ردگیری در حین گذر تصحیح گردد. هدف این روش عملیاتی تولید TLE برای رد بعدی نیست بلکه هدف تصحیح اتوماتیک خطا به کمک فرکانس داپلر در هر رد است.



شکل ۱۴- تصویر دریافتی از ماهواره نوآ ۱۹ قبل از اصلاح TLE

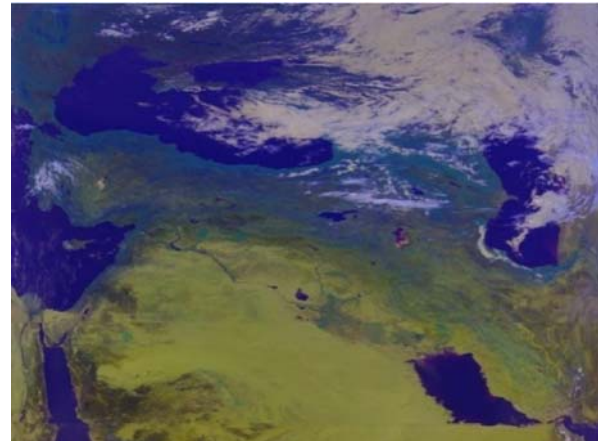
این ایده به صورت عملیاتی در ایستگاه زمینی دریافت تصویر از ماهواره‌های هواشناسی NOAA-16، NOAA-18، NOAA-19، Metop و Fengyun راه‌اندازی شده است. به عنوان نمونه، TLE به‌دست آمده از سایت NORAD برای ماهواره NOAA-16 بدین صورت است.

100000U 12001A 12007.47148100 .00000000 00000-0 00000-0 0 8439  
2 00000 098.2272 145.8157 0033660 144.7681 360.0000 14.78688300000016  
اطلاعات زوایای سمت و ارتفاع آنتن ایستگاه زمینی و فرکانس داپلر محاسبه شده توسط نرم‌افزار پیش‌بین این ماهواره نیز در جدول (۱) آورده شده است. فرکانس و زمان خوانده شده از سخت‌افزار DIFAFIC نیز ۳۶۰۰ هرتز در زمان ۱۳:۰۲:۵۲ بود. عدد فرکانس داپلر ۳۶۰۰ هرتز در جدول (۱) مربوط به ردیف ۱۴ و زمان ۱۳:۰۲:۴۲ است. در نتیجه اختلاف زمانی حاصله، ده ثانیه است. سپس با حل دوباره معادلات (۱) و (۲)، TLE این ماهواره را بدین صورت اصلاح می‌نماییم.

1 00000U 12001A 12007.47158565 .00000000 00000-0 00000-0 0 8439  
2 00000 098.2272 145.8535 0033660 144.7681 360.0000 14.78688300000016  
این اعمال اختلاف زمانی به‌دست آمده بر روی پارامترهای کپلر TLE تأثیر می‌گذارد. البته در شبیه‌سازی انجام شده به دلیل اختلاف زمانی اندک، این اصلاح زمانی فقط بر روی پارامترهای RAAN و Epoch تأثیر خود را نشان داد.

## مراجع

- [1] Nasirian, M., Simulator Design for Satellite Attitude Control and Earth Station Tracking, (PhD Thesis) of K. N. Toosi University of Technology Iran, 2007.
- [2] Nasirian, M., Bolandi, H., Khaki-sedigh, A. and Khoogar, A. R., "Design of an Satellite Attitude Control Simulator," *1<sup>st</sup> IEEE International Symposium on System and Control in Aerospace and Astronautics*, China, 2006.
- [3] Nasirian, M., Bolandi, H., Khaki-sedigh, A. and Khoogar, A. R., "Design an Earth Through Satellite Simulator with Useful Application," *26<sup>th</sup> Asian Conference on Remote Sensing*, ACRS, Hanoi, Vietnam, 2005.
- [4] Park, J. H. "AM FM Detector for Low S/N," *Communication, Technology IEEE Transactions*, Vol. 18, Issue 2, 1970, pp. 110-118.
- [5] Richman, D., "Color-Carrier Reference Phase Synchronization Accuracy in NTSC Color Television," *Proceedings of the IRE*, Vol. 42, Issue 1, 1954, pp. 106-133.
- [6] Enloe, L.H., "Decreasing the Threshold in FM by Frequency Feedback," *Proceedings of the IRE*, Vol. 50, Issue 1, 1962, pp. 18-30.
- [7] Hau, Q. and Natali, F. D., Unpublished, 1978.
- [8] Natali, F. D., "AFC Tracking Algorithms," *Communication, Technology IEEE Transactions*, Vol. 32, No. 8, 1984, pp. 935-947.
- [9] Eason, G., Noble, B. and Sneddon, I. N., "On Certain Integrals of Lipschitz-Hankel Type Involving Products of Bessel Functions," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, Vol. 247, Issue 935, 1955, pp. 529-551.
- [10] Young, M., *The Technical Winter's Handbook*. Mill Valley, CA: University Science, 1989.
- [11] Yoroazu, Y., Hirano, M., Oka, K. and Tagawa, Y. "Electron Spectroscopy Studies on Magneto-Optical Media and Plastic Substrate Interface," *Magnetics in Japan, IEEE Translation Journal*, Vol. 2, Issue 8, pp. 740-741, 1987.
- [12] Wiesel, W.E., *Spacecraft Dynamics*, Mc Graw-Hill, 1997.
- [13] Bakhshiyani, B. Ts., Nazirov, R. R. and Elyasberg, P. E., *Determination and Correction of Satellite Movement*, Science Publication, Mosco, 1980.
- [14] Wiesel, W. E., *Spacecraft Dynamics*, Mc Graw-Hill, 1997.



شکل ۱۵- تصویر دریافتی از ماهواره نوآ ۱۹ بعد از اصلاح TLE

## نتیجه گیری

از آنجاکه، ماهواره نسبت به ایستگاه در حال حرکت است، همواره اثر انحراف فرکانس مرکزی به دلیل پدیده داپلر وجود دارد. مقدار دقیق انحراف فرکانسی از یک سری روابط استخراج می شود. دقت انحراف فرکانس محاسباتی ناشی از پدیده داپلر به میزان دقت پارامترهای مداری ماهواره که از روی TLE استخراج می شود بستگی دارد. بنابراین، عوامل محیطی و اختلالات در TLE و به روز نبودن آن باعث می شود ردگیری دقیقی نداشته باشیم.

بنابراین، فرکانس دقیق دریافتی در گیرنده ایستگاه زمینی را توسط روش DIF AFC اندازه گیری می کنیم. در این روش نوین ردگیری اتوماتیک، از اختلاف میزان دقیق فرکانس داپلر و مقدار محاسبه شده از روی پارامترهای مداری ماهواره برای اصلاح خطاهای TLE استفاده می شود. در نتیجه دقت ردیابی آنتن ایستگاه زمینی با روش جدید و TLE اصلاح یافته افزایش می یابد. این روش در باند فرکانسی UHF و مدولاسیون CW بر روی ماهواره های آماتور تست و صحت آن تأیید شده است.