

## یک روش بهینه‌سازی چند منظوره جدید برای کنترل توان در سیستم‌های سلولار CDMA

مصطفی رضایی<sup>۱</sup> و حمید فرخی<sup>۲</sup>

۱- نویسنده مسئول، کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه بیرجند، m\_rezaie\_2005@yahoo.com

۲- استادیار گروه مخابرات، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه بیرجند، hfarrokhi@birjand.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۲/۰۳/۱۲ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۲/۰۵/۲۷)

**چکیده:** در این مقاله یک الگوریتم کنترل توان چند منظوره جدید ارائه شده است که در آن بروزرسانی توان تنها با استفاده از اطلاعات محلی انجام می‌گیرد. الگوریتم از تکنیک‌های بهینه‌سازی چند منظوره<sup>۱</sup> بهره گرفته است. اهداف این تکنیک بگونه‌ای تعیین شده اند که نه تنها توان ارسالی را در حد مینیمم نگه می‌دارد، بلکه از یکسو مقدار SIR<sup>۲</sup> کاربران را در حد قابل قبولی قرار داده و از سوی دیگر نوسانات SIR دریافتی را تا حد ممکن کاهش می‌دهد. مشخصات همگرایی روش پیشنهادی در دو حالت تئوری و شبیه‌سازی مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج نشان می‌دهند که نه تنها میانگین توان ارسالی کاهش یافته بلکه در مقایسه با دیگر الگوریتم‌های کنترل توان از سرعت همگرایی بالایی برخوردار است. سپس با معرفی نسخه کاربردی الگوریتم آن را با دو روش B-BPC<sup>۳</sup> (FSPC<sup>۴</sup>) و MOTDPC<sup>۵</sup> مقایسه نموده‌ایم. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهند سرعت همگرایی و میانگین مصرف توان نسبت به الگوریتم‌های عملی موجود ارتقاء یافته است.

**کلید واژه:** کنترل توان توزیعی، بهینه‌سازی چند منظوره، سیستم‌های سلولار، CDMA، همگرایی

### ۱- مقدمه

کنترل توان ارسالی از مکانیزم‌های ضروری در افزایش ظرفیت و کاهش تداخل سیستم‌های سلولار بحساب می‌آید. بخصوص بکارگیری آن منجر به کاهش اثر دور و نزدیک در سیستم‌های دسترسی چندگانه با تخصیص کد (CDMA<sup>۶</sup>) می‌شود. مطالعات بر روی کنترل توان به سال ۱۹۷۰ برمی‌گردد. بطوریکه Aein در [۱]، مدیریت تداخل کانال‌های یکسان و مسئله توازن SIR<sup>۷</sup> در سیستم‌های ماهواره‌ای را مورد بررسی قرار داد. در [۲] و [۳] با بسط نتایج [۱] بر روی سیستم‌های رادیویی سلولار طیف گسترده نشان دادند که توازن SIR منجر به بهبود ظرفیت این سیستم‌ها می‌گردد.

<sup>1</sup> Multi-objective optimization

<sup>2</sup> Signal to Interference Ratio

<sup>3</sup> Bang-Bang Power Control

<sup>4</sup> Fixed Step Power Control

<sup>5</sup> Multiobjective Totally Distributed Power Control

<sup>6</sup> Code Division Multiple Access

<sup>7</sup> SIR Balancing

الگوریتم توازن SIR برای سیستم‌های باند باریک در [۴] پیشنهاد گردید که در [۵] با فرض نویز دریافتی در گیرنده تعمیم داده شد. علاوه بر آن در [۶] نیز شرط محدودیت توان ارسالی مد نظر قرار گرفت، این الگوریتم از جمله الگوریتم‌های معروف در کنترل توان است که به آن الگوریتم کنترل توان توزیعی محدود (DCPC<sup>۱</sup>) گویند. Zander در [۷] الگوریتمی را برای حل ماکزیمم SIR دست یافتنی<sup>۲</sup> معرفی نمود که بروزرسانی توان‌ها به یک روش توزیعی صورت می‌گیرد. برای همان پیشنهاد در [۸] الگوریتم دیگری برای سیستم‌های ماهواره‌ای [۹] پیشنهاد گردید. Foschini و Milijanac در [۱۰] مسئله کنترل توان با حضور نویز دریافتی در گیرنده را بررسی و تلاش نمودن به جای دستیابی به QOS<sup>۳</sup> ای معادل با ماکزیمم SIR دست یافتنی به QOS ای دلخواه (با SIR هدف<sup>۴</sup>) دسترسی پیدا کنند. در [۱۱] نشان داده شد که نسخه آسنکرون [۱۰] با فرض کانال ایستادن نیز به یک نقطه ثابت همگرا می‌شود. در [۱۲] یک روش بر مبنای تکنیک SOR<sup>۵</sup> بیان گردید که سرعت همگرایی بسیار بالایی نسبت به الگوریتم DCPC دارد. Uykan و Koivo در [۱۳] الگوریتم کاملاً توزیعی درجه اولی پیشنهاد کردند که برخلاف الگوریتم‌های خطی، طبیعتی غیرخطی دارد ولی سرعت همگرایی آن در رسیدن به بردار توان بهینه دو برابر سرعت همگرایی الگوریتم DCPC است. در [۱۴] نیز فرمولاسیونی مشابه [۱۳] ارائه شد که پلی بین تغییرات گین لینک و پارامترها از الگوریتم پیشنهاد شده ایجاد نمود. برای آنالیز کنترل توان ارسالی در [۱۵] نیز از روش توزیعی و سریع بر مبنای کنترل‌های خطی PI استفاده گردید.

در [۱۶] از تئوری کنترل سیستم‌ها با ساختارهای متغیر<sup>۶</sup> برای حل مسئله کنترل توان در سیستم‌های موبایل استفاده شد که هدف، ساخت کنترلری غیر حساس نسبت به تغییرات ناشناخته گین لینک<sup>۷</sup> بود. نتایج در [۱۶] نشان داد که الگوریتم نسبت به الگوریتم DCPC بسیار مقاوم و سریع می‌باشد. در [۱۷] الگوریتم کنترل توان آماری<sup>۸</sup> توزیع یافته با فرض نویزی بودن SIR اندازه-گیری شده مطرح شد که مجموع واریانس توان ارسالی موبایل‌ها و خطای سیگنال به تداخل را مینیمم می‌کند. در [۱۸] و [۱۹] با بهره‌گیری از نتایج تئوری کنترل مدرن یک الگوریتم کنترل توان درجه دوم خطی (LQPC<sup>۹</sup>) براساس روش فضای حالت پیشنهاد گردید. در [۲۰] یک الگوریتم کنترل توان توزیعی ارائه شد که گین لینک بین هر فرستنده و گیرنده به صورت تابعی از فیدینگ رایلی تغییر می‌کند ولی تداخل برای هر فرستنده ثابت فرض شد که فرضی غیر معقول برای کنترل توان ایجاد می‌کرد لذا در [۲۱] نشان داده شد که با فرض تغییر پذیری تداخل نیز روش پیشنهادی بخوبی تغییرات ناچیز کانال را تخمین زده و الگوریتم هر کاربری را حتی در شرایط تغییر پذیری کانال به SIR مطلوبش می‌رساند. در [۲۳] تا [۲۵] یک روش بهینه‌سازی چند منظوره مطرح شده است که چندین هدف را به طور همزمان بهینه می‌نماید. از طرف دیگر الگوریتم ارائه شده دارای سرعت همگرایی بالا و احتمال خروج پایینی نسبت به بسیاری از الگوریتم‌های معروف در این زمینه می‌باشد. در روش‌های بهینه‌سازی چند منظوره برخلاف روش-های بهینه‌سازی تک منظوره<sup>۱۰</sup> به جای بهینه‌سازی یک هدف، چند هدف به طور همزمان بهینه می‌گردند که ممکن است با یکدیگر متفاوت و احیاناً متضاد باشند. از اینرو جواب‌های بهینه متفاوتی خواهیم داشت که با توجه به شرایط موجود تنها یک جواب بهینه انتخاب می‌شود.

ساختار مقاله در ادامه به صورت زیر می‌باشد: در بخش ۲ به توصیف اولیه روش‌های بهینه‌سازی چند منظوره و ویژگی‌های کاربردی آن و استفاده از روش‌های آنالیتیکی در حل مسائل بهینه‌سازی پرداخته شده است که به دنبال آن الگوریتم پیشنهادی

<sup>1</sup> Distributed Constrained Power Control

<sup>2</sup> Maximum Achievable SIR

<sup>3</sup> Quality of Service

<sup>4</sup> Target SIR

<sup>5</sup> Successive Over Relaxation

<sup>6</sup> Variable Structure Systems

<sup>7</sup> Link Gain

<sup>8</sup> Stochastic power control

<sup>9</sup> Linear Quadratic Power Control

<sup>10</sup> Single Objective

معرفی می‌شود، در بخش ۳ به مشخصات همگرایی آن و در بخش ۴ نسخه کاربردی آن مطرح می‌شود. در بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی و مقایسه الگوریتم با دیگر الگوریتم‌های کنترل توان انجام گرفته است و در بخش ۶ نتیجه‌گیری این مقاله ارائه گردیده است.

## ۲- الگوریتم MOCIDPC<sup>۱</sup>

تکنیک بهینه‌سازی چند منظوره روشی است که به بهینه‌سازی بین اهداف متفاوت و متناقض می‌پردازد. در مسئله بهینه‌سازی چند منظوره به جای بهینه‌سازی یک هدف اسکالر، یک بردار از توابع هدف بهینه می‌شوند که هر کدام تابعی از بردار تصمیم (متغیر تصمیم) می‌باشند [۲۶]. فرمولاسیون ریاضی از بهینه‌سازی چند منظوره به فرم زیر است.

$$\min \{f_1(x), f_2(x), \dots, f_m(x)\} \quad \text{subject to } x \in S \quad (1)$$

که در آن  $f_i: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ ، توابع هدف،  $x$  بردار (متغیر) تصمیم  $x \in S$  و  $S$  یک ناحیه (یا مجموعه) ممکن از جواب‌های حل بهینه می‌باشد. مخفف  $\min \{\bullet\}$  به معنای مینیمم‌سازی تمام اهداف بطور همزمان می‌باشد. از آنجا که اهداف حداقل به صورت جزئی ناسازگار هستند و ممکن است با یکدیگر متناقض باشند بنابراین هیچ برداری نمی‌تواند به طور همزمان تمامی اهداف را مینیمم نماید. در بهینه‌سازی چند منظوره جواب‌های متفاوتی از نقطه نظرهای مختلف داریم که به آنها جواب‌های بهینه پرتو و به مجموعه آنها، مجموعه پرتو گویند.

بعد از تولید این مجموعه، معمولاً سعی در انتخاب یکی از جواب‌های این مجموعه توسط سازنده مسئله<sup>۲</sup> یا تصمیم‌گیرنده می‌باشیم. تکنیک‌های متفاوتی برای حل مسئله بهینه‌سازی چند منظوره وجود دارد که از آن جمله می‌توان به الگوریتم‌های ژنتیک نام برد [۲۷]. در این مقاله از روش متریک‌های وزن‌دار شده [۲۶] بهره برده‌ایم که از روش‌های آنالیتیکی در کاربردهای بهینه‌سازی چند منظوره در مدیریت منابع رادیویی است. در این روش اگر حل بهینه هر هدف از قبل شناخته شده باشد (به عنوان مثال SIR ماکزیمم  $(\Gamma_i^{\text{sup}})$ ) مسئله بهینه‌سازی (۱) می‌تواند به فرم زیر تعریف گردد.

$$\min \left( \sum_{i=1}^m \lambda_i |f_i(x) - z_i^*|^q \right)^{\frac{1}{q}} \quad \text{subject to } x \in S, \quad (2)$$

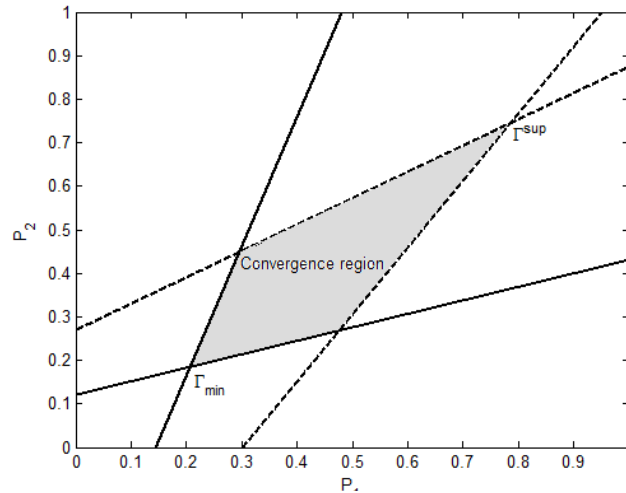
که  $z_i^*$ ،  $1 \leq i \leq m$ ، حل مطلوب از هدف  $i$ ام، ضرایب مصالحه  $\lambda_i \geq 0$  برای تمامی  $i$ ها و  $\sum_{i=1}^m \lambda_i = 1$  می‌باشد.

از آنجا که مقدار QOS ماکزیمم معمولاً ثابت نیست و دارای مقداری حاشیه نسبت به مینیمم QOS مورد نیاز می‌باشد. بنابراین هر QOS ای که در داخل این حاشیه واقع شود، سطح QOS قابل قبول می‌باشد. شکل (۱) این ایده را برای حالت دو کاربره نشان می‌دهد. خطوط پیوسته بیانگر مقادیر توانی است که SIR آنها معادل با مینیمم سطح مورد نیاز است در حالیکه خطوط ناپیوسته مقادیر توانی را نشان می‌دهد که به سطح SIR ای معادل SIR ماکزیمم دست می‌یابند.

<sup>1</sup> Multiobjective Constant Improved Distributed Power Control

<sup>2</sup> Decision maker

<sup>3</sup> Weighted Metrics



شکل ۱: ناحیه همگرایی برای الگوریتم MOCIDPC

الگوریتم کنترل توانی که در ادامه ارائه می‌شود به سرعت به یک سطح QOS قابل قبول به ازای مصرف توان کم نسبت به الگوریتم‌های کنترل توان توزیعی موجود دست می‌یابد. در [۲۳] و [۲۴] دو هدف مینیمم کردن توان ارسالی و دستیابی به یک QOS ماکزیمم را مد نظر قرار دادند. اما در الگوریتمی که در ادامه ارائه می‌شود با انتخاب هدف دیگری که در [۲۲] پیشنهاد گردیده، سه هدف در بکارگیری بهینه‌سازی چند منظوره استفاده شده است که این اهداف به صورت زیر می‌باشند:

۱. مینیمم کردن توان ارسالی تمام فرستنده‌ها.

۲. بدست آوردن QOS ماکزیمم ( $\Gamma_i^{sup}$ ) برای تمام فرستنده‌ها.

۳. کمتر کردن نوسانات SIR [۲۲] را ببینید)

اهداف ذکر شده در بالا می‌توانند به صورت ریاضی برای کاربر  $i$ ام توسط تابع خطای زیر بیان شوند:

$$e_i(t) = \lambda_{i,1} |p_i(t) - p_{i,min}| + \lambda_{i,2} |\Gamma_i(t) - \Gamma_i^{sup}| + \lambda_{i,3} |\Gamma_i(t) - \Gamma_i(t-1) - \beta \Gamma_i^{sup}| \quad (3)$$

که  $\lambda_{i,1}, \lambda_{i,2}, \lambda_{i,3} \geq 0, \lambda_{i,1} + \lambda_{i,2} + \lambda_{i,3} = 1, \beta > 0$  مقدار SIR ماکزیمم و  $p_{i,min}$  مینیمم توان ارسالی از کاربر  $i$ ام می‌باشد. به طور کلی هر کاربری می‌تواند مقادیر متفاوتی از ضرایب مصالحه به همراه SIR ماکزیمم داشته باشد.  $\Gamma_i(t)$  نیز مقدار SIR کاربر  $i$ ام در شیار زمانی  $t$ ام می‌باشد که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\Gamma_i(t) = \frac{g_{ii}(t) p_i(t)}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^Q g_{ij}(t) p_j(t) + \nu_i(t)}, \quad i = 1, 2, \dots, Q \quad (4)$$

که در آن  $g_{ij}(t)$  گین کانال بین فرستنده  $i$ ام و گیرنده  $j$ ام،  $p_i(t)$  و  $\nu_i(t)$  به ترتیب توان ارسالی و نویز دریافتی از کاربر  $i$ ام و  $Q$  نیز تعداد کاربران فعال در شیار زمانی  $t$ ام هستند. بدون از دست دادن کلیات فرض شده است کاربر  $i$ ام به ایستگاه پایه  $i$ ام

<sup>1</sup> Time slot

<sup>2</sup> Base Station

متصل شده است و دیتای ارسالی آن زمانی در گیرنده مورد قبول است که SIR در یافتی در گیرنده بزرگتر از مقدار SIR مینیمم (  $\Gamma_{i,min}$  ) باشد در غیر این صورت آن کاربر از سیستم خارج می‌شود.

برای عمومیت دادن مسئله بهینه‌سازی روی همه کاربران برای  $N$  شیار زمانی، مسئله بهینه‌سازی به صورت زیر تعریف می‌شود.

پیدا کردن مینیمم تابع هزینه

$$J(\mathbf{p}(t)) = \left[ \sum_{i=1}^Q \sum_{t=1}^N \gamma^{N-t} e_i^2(t) \right], \quad t = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

با توجه به بردار توان  $\mathbf{P}$ .

$\gamma$  به عنوان فاکتور تطبیق و  $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_Q]$  می‌باشد. مسئله (۵) بدلیل تابع قدرمطلق در رابطه (۳) به عنوان مسئله بهینه سازی غیرخطی معروف است. مزیت استفاده از تابع هزینه (۵) بکارگیری آن در وظایف و اهداف متفاوت است. به عنوان مثال، کاهش توان ارسالی، بدست آوردن مقدار SIR ماکزیمم، کاهش نوسانات SIR، افزایش توان عملیاتی، کاهش تأخیر بسته و غیره را می‌توان از جمله این اهداف نام برد.

جمله اول رابطه (۳) نیاز به تابع قدرمطلق ندارد زیرا توان ارسالی نمی‌تواند کمتر از  $p_{i,min}$  باشد و در این صورت تابع خطا بصورت زیر بهبود می‌یابد:

$$e_i(t) = \lambda_{i,1} (p_i(t) - p_{i,min}) + \hat{\lambda}_{i,2}(t) (\Gamma_i(t) - \Gamma_i^{sup}) + \hat{\lambda}_{i,3}(t) (\Gamma_i(t) - \Gamma_i(t-1) - \beta \Gamma_i^{sup}) \quad (6)$$

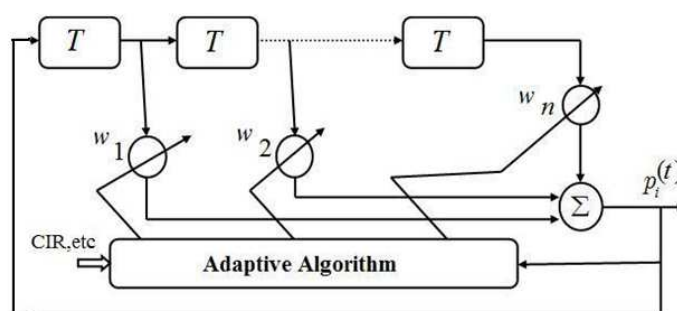
$$t = 0, 1, 2, \dots, i = 1, 2, \dots, Q$$

که در آن  $\hat{\lambda}_{i,2}(t) = \text{sign}(\Gamma_i(t) - \Gamma_i^{sup}) \lambda_{i,2}$  و  $\hat{\lambda}_{i,3}(t) = \text{sign}(\Gamma_i(t) - \Gamma_i(t-1) - \beta \Gamma_i^{sup}) \lambda_{i,3}$  می‌باشد. فرض کنید  $p_i(t)$  برحسب مدل خطی autoregressive همانند شکل (۲) بیان شده باشد [۲۸]. از اینرو توان ارسال شده به صورت زیر است:

$$p_i(t) = \sum_{k=1}^n w_i(k) p_i(t-k) = \mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t), \quad t = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

که در آن

$$\mathbf{w}_i = [w_i(1) \dots w_i(n)]', \quad \mathbf{X}_i(t) = [p_i(t-1) \dots p_i(t-n)]' \quad (8)$$



شکل ۲: مدل Autoregressive از کنترل توان

وزن تخصیصی به هر بردار توان و  $w'$  به معنای ترانهاده بردار  $w$  و  $\mathbf{X}_i(t)$  از مقادیر توانهای ارسالی قبلی بدست می‌آید و  $n$  نیز تعداد تپ‌ها می‌باشد. با تعریف تابع تداخلی نرمالیزه شده از کاربر  $i$ ام همانند

$$I_i(t) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^Q \frac{g_{ij}(t) p_j(t)}{g_{ii}(t)} + \frac{v_i(t)}{g_{ii}(t)} \quad (9)$$

و بکارگیری رابطه (۷) در رابطه (۶) خواهیم داشت:

$$e_i(t) = \lambda_{i,1} (\mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t) - p_{i,min}) + \hat{\lambda}_{i,2}(t) \left( \frac{g_{ii}(t) \mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t)}{I_i(t)} - \Gamma_i^{\text{sup}} \right) + \hat{\lambda}_{i,3}(t) \left( \frac{g_{ii}(t) \mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t)}{I_i(t)} - \frac{g_{ii}(t) \mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t-1)}{I_i(t)} - \beta \Gamma_i^{\text{sup}} \right) \quad (10)$$

با نشان دادن:

$$\alpha_{1t} = \left[ \lambda_{i,1} + \hat{\lambda}_{i,2}(t) \frac{g_{ii}(t)}{I_i(t)} + \hat{\lambda}_{i,3}(t) \frac{g_{ii}(t)}{I_i(t)} \right], \quad \alpha_{2t} = -\hat{\lambda}_{i,3}(t) \frac{g_{ii}(t)}{I_i(t)} \quad (11)$$

لذا در رابطه (۱۰) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$e_i(t) = \alpha_{1t} \mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t) + \alpha_{2t} \mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t-1) - \lambda_{i,1} p_{i,min} - \hat{\lambda}_{i,2}(t) \Gamma_i^{\text{sup}} - \hat{\lambda}_{i,3}(t) \beta \Gamma_i^{\text{sup}} \quad (12)$$

بنابراین مینیمم کردن تابع هزینه (۵) با توجه به  $p_i$  تبدیل به مینیمم کردن آن با توجه به بردار  $\mathbf{w}$  می‌شود. شرط لازم برای مینیمم کردن تابع هزینه (۵) به ازای تمام  $i$ ها به صورت زیر است:

$$2 \sum_{t=1}^N \gamma^{N-t} e_i(t) \frac{\partial e_i(t)}{\partial \mathbf{w}} = 0 \quad (13)$$

از رابطه (۱۲) داریم:

$$\frac{\partial e_i(t)}{\partial \mathbf{w}} = \alpha_{1t} \mathbf{X}'_i(t) + \alpha_{2t} \mathbf{X}'_i(t-1) \quad (14)$$

با جایگذاری روابط (۱۲) و (۱۴) در رابطه (۱۳) خواهیم داشت:

$$\sum_{t=1}^N \gamma^{N-t} e_i(t) \frac{\partial e_i(t)}{\partial \mathbf{w}} = \sum_{t=1}^N \gamma^{N-t} \left( \alpha_{1t} \mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t) + \alpha_{2t} \mathbf{w}'_i \mathbf{X}_i(t-1) - \lambda_{i,1} p_{i,min} - \hat{\lambda}_{i,2}(t) \Gamma_i^{\text{sup}} - \hat{\lambda}_{i,3}(t) \beta \Gamma_i^{\text{sup}} \right) \left( \alpha_{1t} \mathbf{X}'_i(t) + \alpha_{2t} \mathbf{X}'_i(t-1) \right) = 0 \quad (15)$$

از حل معادله بالا برای  $w_i$  با  $n=1$  و  $N=1$  معادله (۱۶) حاصل می‌گردد.

$$\mathbf{w}_i = \frac{\lambda_{i,1} p_{i,min} + (\hat{\lambda}_{i,2}(t) + \beta \hat{\lambda}_{i,3}(t)) \Gamma_i^{\text{sup}}}{\lambda_{i,1} p_i(t-1) + (\hat{\lambda}_{i,2}(t) + \hat{\lambda}_{i,3}(t)) \Gamma_i(t-1) - \hat{\lambda}_{i,3}(t) \Gamma_i(t-2)} \quad (16)$$

$$t = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2, \dots, Q$$

بنابراین توان ارسالی هر کاربر با توجه به رابطه (۷) به صورت زیر بیان می‌شود.

$$p_i(t) = \left( \frac{\lambda_{i,1} p_{i,min} + (\hat{\lambda}_{i,2}(t) + \beta \hat{\lambda}_{i,3}(t)) \Gamma_i^{\text{sup}}}{\lambda_{i,1} p_i(t-1) + (\hat{\lambda}_{i,2}(t) + \hat{\lambda}_{i,3}(t)) \Gamma_i(t-1) - \hat{\lambda}_{i,3}(t) \Gamma_i(t-2)} \right) p_i(t-1) \quad (17)$$

$$t = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2, \dots, Q.$$

بدلیل تغییرات ناگهانی  $\hat{\lambda}_{i,2}(t)$  و  $\hat{\lambda}_{i,3}(t)$  [۳۱]، توان ارسالی در رابطه (۱۷) ممکن است مقادیر منفی به خود اختیار کند که به عنوان توان‌های ارسالی ممکن نیستند. از اینرو برای غلبه بر این مشکل تنها از مقادیر مثبت  $\hat{\lambda}_{i,2}(t)$  و  $\hat{\lambda}_{i,3}(t)$  استفاده می‌شود بطوریکه  $\hat{\lambda}_{i,2}(t) = \lambda_{i,2}(t)$  و  $\hat{\lambda}_{i,3}(t) = \lambda_{i,3}(t)$  می‌باشد. این سادگی اگرچه کمی از سرعت همگرایی الگوریتم کاسته با این

وجود منجر به کاهش پیچیدگی الگوریتم می‌گردد. بنابراین الگوریتم پیشنهادی به فرم (۱۸) ساده می‌شود و آن را الگوریتم MOCIDPC معرفی می‌نمائیم.

$$p_i(t) = \left( \frac{\lambda_{i,1} p_{i,min} + (\lambda_{i,2} + \beta \lambda_{i,3}) \Gamma_i^{\text{sup}}}{\lambda_{i,1} p_i(t-1) + (\lambda_{i,2} + \lambda_{i,3}) \Gamma_i(t-1) - \lambda_{i,3} \Gamma_i(t-2)} \right) p_i(t-1) \quad (18)$$

$$t = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2, \dots, Q$$

واضح است که به ازای  $\lambda_{i,1} = \lambda_{i,3} = 0$  و  $\lambda_{i,2} = 1$  در رابطه (۱۸)، به الگوریتم DPC [۶] خواهیم رسید و به ازای  $\lambda_{i,3} = 0$  الگوریتم MODPC [۲۴] به عنوان یک حالت خاص از الگوریتم MOCIDPC می‌باشد. الگوریتم MOCIDPC با توجه به شرایط محدودیت توان ماکزیمم همانند زیر بیان می‌شود.

$$p_i(t) = \min \left\{ p_{i,max}, \left( \frac{\lambda_{i,1} p_{i,min} + (\lambda_{i,2} + \beta \lambda_{i,3}) \Gamma_i^{\text{sup}}}{\lambda_{i,1} p_i(t-1) + (\lambda_{i,2} + \lambda_{i,3}) \Gamma_i(t-1) - \lambda_{i,3} \Gamma_i(t-2)} \right) p_i(t-1) \right\} \quad (19)$$

$$t = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2, \dots, Q$$

در بخش ۳ به بحث مشخصه همگرایی الگوریتم MOCIDPC خواهیم پرداخت.

### ۳- مشخصه همگرایی الگوریتم MOCIDPC

پیش از اینکه به بحث مشخصه همگرایی الگوریتم MOCIDPC اشاره شود، ابتدا تعریف زیر از [۲۹] بیان می‌نمائیم.

تعریف ۱. نگاشت کنترل توان را تابع تداخلی استاندارد گویند اگر شرایط زیر برای هر  $p \geq 0$  احراز شود.

۱. مثبت بودن:  $\mathcal{I}(p) \geq 0$
۲. یکنوایی: اگر  $p_1 \leq p_2$  باشد آنگاه  $\mathcal{I}(p_1) \leq \mathcal{I}(p_2)$
۳. مقیاس پذیری: شرط  $\alpha \mathcal{I}(p) \geq \mathcal{I}(\alpha p)$  به ازای هر  $\alpha > 1$  ( $\alpha \in \mathbb{R}$ ) برقرار باشد.

الگوریتم کنترل توانی که  $\mathcal{I}(p)$  آن تابع استاندارد باشد، الگوریتم کنترل توان استاندارد گویند. از اینرو برای هر بردار توان اولیه  $p(0) > 0$  الگوریتم به دو صورت سنکرون و آسنکرون به یک نقطه ثابت  $p^*$  همگرا می‌شود.

**قضیه ۱:** برای هر بردار توان اولیه  $p(0) > 0$  الگوریتم MOCIDPC در رابطه (۱۸) به یک نقطه ثابت همگرا می‌شود که این نقطه به مقادیر ضرایب مصالحه بستگی دارد.

**اثبات:** از تعریف بالا نشان داده می‌شود که الگوریتم MOCIDPC، جزو الگوریتم‌های کنترل توان استاندارد است و لذا به یک نقطه ثابت همگرا خواهد شد.

در رابطه (۲۰) تابع تداخلی استاندارد  $\mathcal{I}_i(p(t))$  از الگوریتم MOCIDPC تعریف شده است.

$$\mathcal{I}_i(\mathbf{P}(t)) = \left( \frac{\lambda_{i,1} p_{i,min} + (\lambda_{i,2} + \beta \lambda_{i,3}) \Gamma_i^{\text{sup}}}{\lambda_{i,1} p_i(t-1) + (\lambda_{i,2} + \lambda_{i,3}) \Gamma_i(t-1) - \lambda_{i,3} \Gamma_i(t-2)} \right) P_i(t-1) \quad (20)$$

$$t = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2, \dots, Q$$

با استفاده از رابطه (۹) و حذف  $t$  (برای سادگی)، رابطه (۲۰) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\mathcal{I}_i(\mathbf{P}) = \frac{aI_i(\mathbf{P})}{\lambda_{i,1}I_i(\mathbf{P}) + \lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\mathbf{P})}{\mathbf{P}_{=i}}} \quad (21)$$

که  $a = \lambda_{i,1}p_{i,\min} + (\lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3})\Gamma_i^{\text{sup}}$  می‌باشد. از طرف دیگر واضح است به ازای هر  $\mathbf{p} \geq \mathbf{0}$  داریم:

$$\mathbf{P} \geq \mathbf{0} \Rightarrow I_i(\mathbf{P}) \geq 0, \quad \forall i = 1, 2, \dots, Q \quad (22)$$

و همچنین

$$\mathbf{P} \geq \mathbf{Z} \Rightarrow I_i(\mathbf{P}) \geq I_i(\mathbf{Z}), \quad \forall i = 1, 2, \dots, Q \quad (23)$$

از آنجا که  $\lambda_{i,1}(t), \lambda_{i,2}(t), \lambda_{i,3}(t) \geq 0$  و  $\beta > 0$  می‌باشد، از روابط (۲۱) و (۲۲) خواهیم داشت:

$$\mathbf{P} \geq \mathbf{0} \Rightarrow \mathcal{I}_i(\mathbf{P}) \geq 0, \quad \forall i = 1, 2, \dots, Q \quad (24)$$

بنابراین شرط مثبت بودن به اثبات می‌رسد. شرط دوم با توجه به برهان خلف اثبات می‌گردد. فرض کنید که به ازای هر  $\mathbf{p} \geq \mathbf{Z}$  آنگاه  $\mathcal{I}_i(\mathbf{p}) < \mathcal{I}_i(\mathbf{Z})$  باشد. لذا خواهیم داشت

$$\frac{aI_i(\mathbf{P})}{\lambda_{i,1}I_i(\mathbf{P}) + \lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\mathbf{P})}{\mathbf{P}_{=i}}} < \frac{aI_i(\mathbf{Z})}{\lambda_{i,1}I_i(\mathbf{Z}) + \lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\mathbf{Z})}{\mathbf{Z}_{=i}}} \quad (25)$$

$$aI_i(\mathbf{P}) < aI_i(\mathbf{P}) \frac{\left[ \lambda_{i,1}I_i(\mathbf{Z}) + \lambda_{i,2} \frac{I_i(\mathbf{Z})}{I_i(\mathbf{P})} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\mathbf{Z})}{\mathbf{P}_{=i}} \right]}{\lambda_{i,1}I_i(\mathbf{Z}) + \lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\mathbf{Z})}{\mathbf{Z}_{=i}}} \quad (26)$$

اما از رابطه (۲۳) خواهیم داشت

$$0 < \frac{\left[ \lambda_{i,1}I_i(\mathbf{Z}) + \lambda_{i,2} \frac{I_i(\mathbf{Z})}{I_i(\mathbf{P})} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\mathbf{Z})}{\mathbf{P}_{=i}} \right]}{\lambda_{i,1}I_i(\mathbf{Z}) + \lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\mathbf{Z})}{\mathbf{Z}_{=i}}} < 1 \quad (27)$$

از اینرو فرض (۲۵) نادرست و رابطه زیر همواره برقرار است. بنابراین شرط یکنوایی نیز به اثبات می‌رسد.

$$\mathbf{P} \geq \mathbf{Z} \Rightarrow \mathcal{I}_i(\mathbf{P}) \geq \mathcal{I}_i(\mathbf{Z}), \quad \forall i = 1, 2, \dots, Q \quad (28)$$

برای اثبات مشخصه سوم می‌بایست رابطه زیر برقرار باشد.

$$\alpha\mathcal{I}_i(\mathbf{P}) \geq \mathcal{I}_i(\alpha\mathbf{P}), \quad \forall \alpha > 1 \quad (29)$$

از جایگذاری رابطه (۲۱) در رابطه (۲۹) خواهیم داشت.

$$\frac{\alpha aI_i(\mathbf{P})}{\lambda_{i,1}I_i(\mathbf{P}) + \lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\mathbf{P})}{\mathbf{P}_{=i}}} \geq \frac{aI_i(\alpha\mathbf{P})}{\lambda_{i,1}I_i(\alpha\mathbf{P}) + \lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}} \frac{I_i(\alpha\mathbf{P})}{\alpha\mathbf{P}_{=i}}} \quad (30)$$



$$\begin{aligned}
 & a\alpha\lambda_{i,1}I_i(\mathbf{P})I_i(\alpha\mathbf{P}) + a\alpha\lambda_{i,2}I_i(\mathbf{P}) + a\alpha\beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}}I_i(\mathbf{P})\frac{I_i(\alpha\mathbf{P})}{\alpha\mathbf{P}_{=i}} \\
 & \geq a\lambda_{i,1}I_i(\mathbf{P})I_i(\alpha\mathbf{P}) + a\lambda_{i,2}I_i(\alpha\mathbf{P}) + a\beta\lambda_{i,3}\Gamma_i^{\text{sup}}I_i(\mathbf{P})\frac{I_i(\alpha\mathbf{P})}{\mathbf{P}_{=i}}.
 \end{aligned} \tag{31}$$

بدین ترتیب مشخصه مقیاس پذیری نیز به اثبات می‌رسد. لذا الگوریتم MOCIDPC یک تابع تداخلی استاندارد است و این بدین معناست که الگوریتم در هر دو حالت سنکرون و آسنکرون با شروع از هر بردار توان اولیه غیر منفی به یک نقطه ثابت همگرا می‌شود.

#### ۴- الگوریتم MOCITDPC<sup>۱</sup>

تا به حال فرض شده است که الگوریتم MOCIDPC همانند دیگر الگوریتم‌های توزیعی بطور کامل به SIR واقعی موبایل‌ها دسترسی دارد و از آن در بروز رسانی توان استفاده می‌نماید. اما در عمل تنها از یک یا دو بیت کنترلی برای بروز رسانی توان استفاده می‌گردد. بنابراین در این بخش الگوریتم تنها با بکارگیری یک بیت کنترلی برای بروز رسانی توان، بهبود داده می‌شود. برای این منظور از الگوریتم ESPC<sup>۲</sup> [۳۰] برای تخمین SIR با یک بیت کنترلی استفاده شده است تا اثرات خطای تخمین بر الگوریتم پیشنهادی بررسی شود. با توجه به الگوریتم ESPC داریم:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\Gamma}_i(t) &= \Gamma_i^{\text{sup}} - \delta_i \left( \sum_{k=1}^{t-1} v_i(t-k)c_i(t,k) + v_i(t) \right) \\
 & \quad t = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2, \dots, Q,
 \end{aligned} \tag{32}$$

$$v_i(t) = \text{sign}(\Gamma_i^{\text{sup}} - \Gamma_i(t)) E_{\text{PCE},i}(t) \tag{33}$$

$$c_i(t,k) = \frac{1}{2^k} \prod_{n=0}^{k-1} [1 + v_i(t-n)v_i(t-n-1)] \tag{34}$$

که  $E_{\text{PCE},i}(t)$  با احتمال  $P_{\text{PCE},i}(t)$  برابر یک و با احتمال  $1 - P_{\text{PCE},i}(t)$  برابر منفی یک است. احتمال خطای بیت در ارسال فرمان کنترل توان در شیار زمانی  $t$  ام می‌باشد.  $\delta_i$  نیز اندازه پله تطبیقی<sup>۳</sup> برای کاربر  $i$  نام تعریف می‌شود. دومین بخش رابطه (۳۲) کانولوشن بین ورودی  $v_i(t)$  و کانال متغیر با زمان  $c_i(t,k)$  می‌باشد بطوریکه مشخصات آماری آن به مشخصات آماری کانال، تداخل و نویز جمعی وابسته است. بنابراین الگوریتم MOCIDPC می‌تواند با SIR تخمین زده شده در رابطه (۳۲) به جای SIR کامل بهبود یابد که آن را الگوریتم MOCITDPC نام گذاری کرده و به صورت زیر تعریف می‌نمائیم:

$$\begin{aligned}
 p_i(t) &= \left( \frac{\lambda_{i,1}p_{i,\text{min}} + (\lambda_{i,2} + \beta\lambda_{i,3})\Gamma_i^{\text{sup}}}{\lambda_{i,1}p_i(t-1) + (\lambda_{i,2} + \lambda_{i,3})\tilde{\Gamma}_i(t-1) - \lambda_{i,3}\tilde{\Gamma}_i(t-2)} \right) p_i(t-1) \\
 & \quad t = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2, \dots, Q,
 \end{aligned} \tag{35}$$

که در آن  $\tilde{\Gamma}_i(t-1)$  و  $\tilde{\Gamma}_i(t-2)$  از رابطه (۳۲) بدست می‌آیند.

<sup>۱</sup> Multiobjective Constant Improved Totally Distributed Power Control

<sup>۲</sup> Estimated Step Power Control

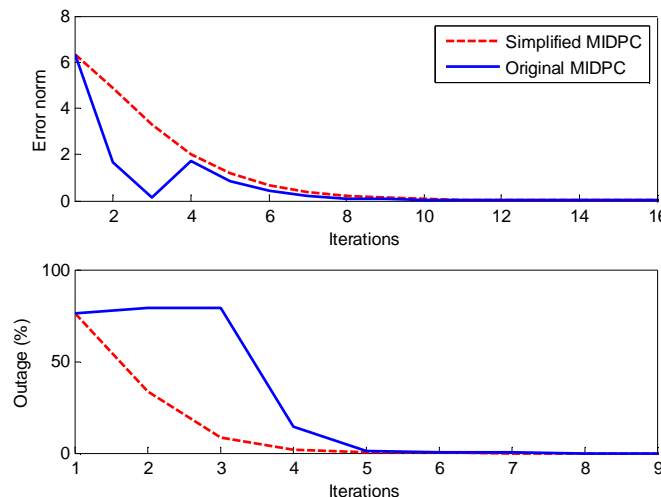
<sup>۳</sup> Adaptive Step Size

## ۵- نتایج عددی

در این مقاله برای ارزیابی کارایی الگوریتم پیشنهادی از دو سناریوی متفاوت استفاده شده است. در سناریوی اول محیط کاملاً ایستان و نویزی است و همچنین الگوریتم‌های دست به دست شدن نرم<sup>۱</sup> به طور کامل انجام می‌گیرد. بطوری که هر کاربر به ایستگاه پایه‌ای با کمترین تلفات گین مسیر متصل می‌گردد. در سناریوی دوم بسیاری از پارامترها همانند سناریوی اول فرض شده است با این تفاوت که کانال دینامیکی است و شامل فیدینگ‌های آرام<sup>۲</sup> و سریع<sup>۳</sup> می‌باشد.

در هر دو سناریو، تعداد ۱۲۰ کاربر به طور یکنواخت در یک ناحیه  $2 \times 2 \text{ km}^2$  با ۴ ایستگاه پایه پخش شده‌اند [۳۱] و توان ارسالی از تمام کاربران به  $30 \text{ dBm}$  محدود شده است و در ضمن نویز کانال نیز یک متغیر گوسی با میانگین صفر و میانگین توان  $-90 \text{ dBm}$  در نظر گرفته شده است. نتایج الگوریتم پیشنهادی با دو الگوریتم DCPC [۶] و MODPC [۲۴] مقایسه شده است. این نتایج براساس ارزیابی دو پارامتر نرم خطا و درصد خروج بیان گردیده که در آن از نرم خطا برای تشخیص سرعت همگرایی الگوریتم‌ها به بردار توان بهینه، استفاده می‌شود و معادل با تفاوت بین بردار توان ارسالی واقعی در هر شیار زمانی و بردار توان بهینه، که از حل الگوریتم کنترل توان متمرکز [۵] بدست می‌آید، محاسبه می‌شود و درصد خروج نیز برابر تعداد شیارهای زمانی است که SIR کاربر کمتر از مینیمم SIR مجاز می‌باشد.

برای داشتن محیط شبیه‌سازی قابل قبول از محیط شبیه‌سازی [۲۴] و [۲۵] استفاده شده است. بطوریکه مینیمم SIR مجاز،  $3 \text{ dB}$  کمتر از ماکزیمم SIR دست یافتنی فرض شده و مقدار SIR ماکزیمم برای تمامی کاربران  $-18 \text{ dB}$  قرار داده‌ایم [۲۴]. نتایج آزمایشات نشان می‌دهد که با انتخاب  $\lambda_{i,1} = 0.028$ ،  $\lambda_{i,2} = 0.97$  و  $\lambda_{i,3} = 0.002$  و  $\beta = 0.25$  الگوریتم پیشنهادی از کارایی خوبی به لحاظ سرعت همگرایی و درصد خروج برخوردار است. از اینرو در شبیه‌سازی‌ها نتایج الگوریتم MOCIDPC را به ازای مقادیر بالا برای تمام  $i$ ها بررسی شده‌اند (برای هر دو سناریو). نتایج الگوریتم MODPC به ازای  $\lambda_{i,1} = 0.01$  و  $\lambda_{i,2} = 0.99$  بررسی شده است [۲۴]. لازم به ذکر است همانطور که در قبل ذکر گردید به کارگیری فرم ساده شده از الگوریتم MOCIDPC علاوه بر کاهش پیچیدگی، منجر به افزایش سرعت همگرایی آن می‌گردد. نتایج شکل (۳) که حاصل ارزیابی الگوریتم در سناریوی ایستان می‌باشد بخوبی بیانگر این مطلب است. لذا در ادامه از فرم ساده شده الگوریتم پیشنهادی استفاده شده است.

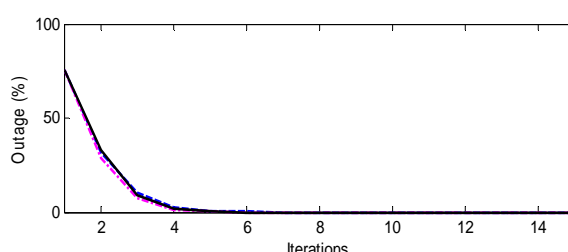
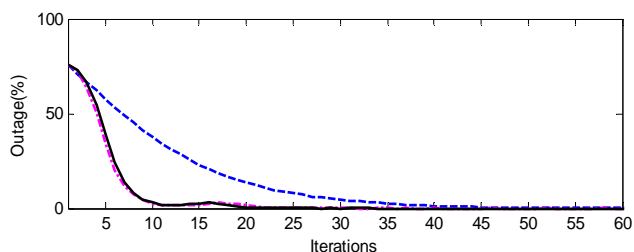
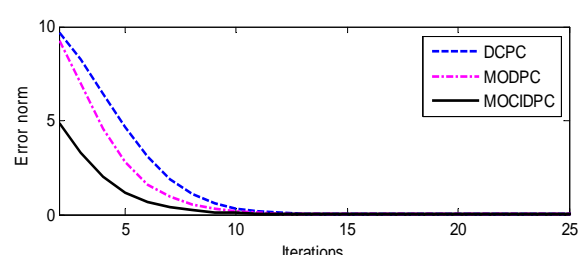
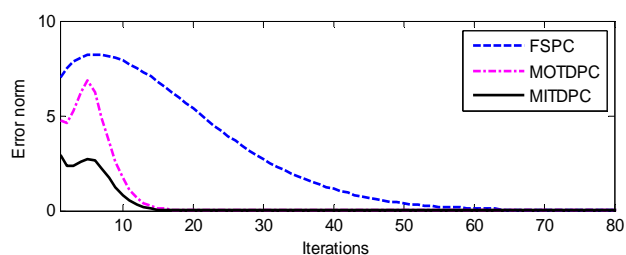


شکل ۳: مقایسه بین الگوریتم‌های MOCIDPC اصلی و ساده شده

<sup>1</sup> Soft handover  
<sup>2</sup> Slow Fading  
<sup>3</sup> Fast Fading

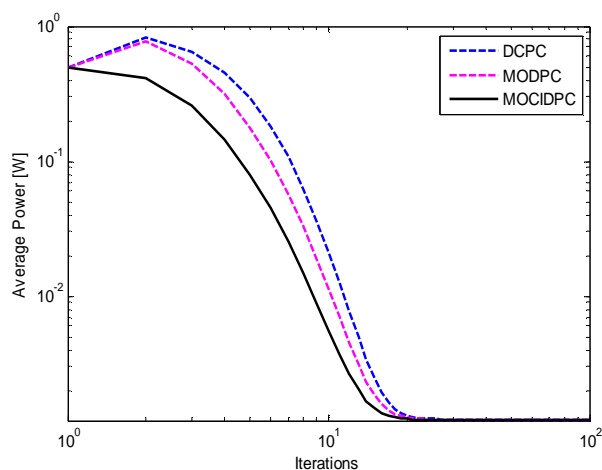
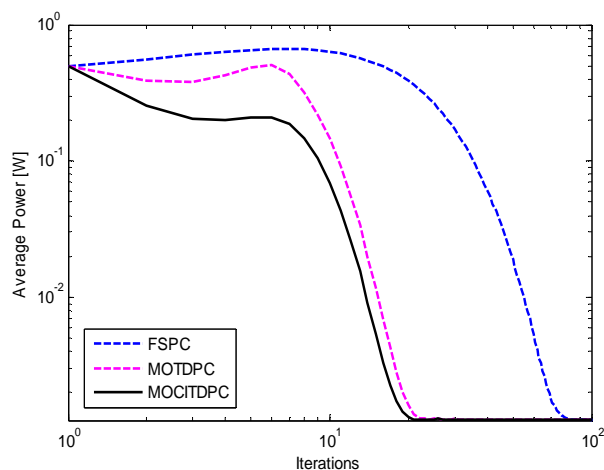
در شکل (۴) نتایج هر سه الگوریتم DPC، MODPC و MOCIDPC برای سناریوی ایستان بیان شده است. واضح است که الگوریتم MOCIDPC از نظر سرعت همگرایی، سرعت بسیار بالایی نسبت به دو الگوریتم DCPC و MODPC دارد و از لحاظ درصد خروج تفاوت چندانی با آنها ندارد. نتایج شکل (۵) نشان دهنده ارزیابی کارایی از سه الگوریتم کاملاً توزیعی FSPC، MOTDPC و MOCITDPC می باشد. نتایج نشان می دهد اگر چه درصد خروج الگوریتم MOCITDPC کمی بیشتر از الگوریتم MOTDPC است ولی سرعت همگرایی بسیار بالایی نسبت به هر دو الگوریتم FSPC و MOTDPC دارد.

نتایج شکل (۶) و (۷) بترتیب نشان دهنده میانگین توان ارسالی از هر کاربر به ازای شیارهای زمانی متفاوت برای سه الگوریتم توزیعی و کاملاً توزیعی است. که نشان دهنده پائین بودن توان ارسالی دو الگوریتم MOCIDPC و MOCITDPC نسبت به الگوریتم‌های توزیعی و کاملاً توزیعی است.



شکل ۴: ارزیابی نرم خطا و درصد خروج الگوریتم‌های توزیعی برای سناریوی ایستان

شکل ۵: ارزیابی نرم خطا و درصد خروج الگوریتم‌های کاملاً توزیعی برای سناریوی ایستان



شکل ۶: میانگین توان ارسالی از سه الگوریتم کنترل توان کاملاً توزیعی

شکل ۷: میانگین توان ارسالی از سه الگوریتم کنترل توان توزیعی

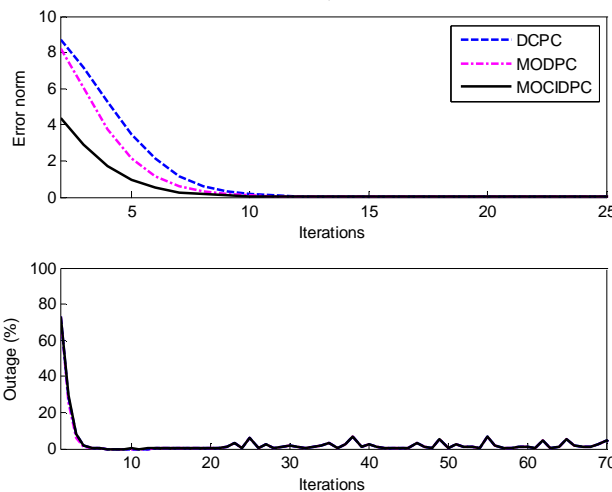
جدول ۱

مقایسه میانگین توان ارسالی برحسب dBW از الگوریتم‌های مختلف توزیعی و کاملاً توزیعی برای سناریوهای ایستان و دینامیکی

الگوریتم کنترل توان	DCPC	MODPC	MOCIDPC	FSPC	MOTDPC	MOCITDPC
سناریوی ایستان	-14.93	-15.86	-18.00	-8.225	-13.90	-16.49
سناریوی دینامیکی	-15.01	-15.97	-18.19	-8.126	-13.93	-16.59

در جدول (۱) به بررسی کمی میانگین توان ارسالی از الگوریتم‌های کنترل توان توزیعی و کاملاً توزیعی پرداخته شده است. نتایج از این جدول نشان می‌دهد که الگوریتم‌های MOCIDPC و MOCITDPC کمترین میانگین مصرفی توان را نسبت به دیگر الگوریتم‌های کنترل توان دارند. بطوریکه در الگوریتم‌های توزیعی میانگین مصرف توان از الگوریتم MOCIDPC نسبت به دو الگوریتم DCPC و MODPC به ترتیب  $3dBW$  و  $2dBW$  کمتر می‌باشد. تفاوت بسیار محسوس در میانگین مصرف توان می‌توان در الگوریتم‌های کاملاً توزیعی دیده شود. بطوریکه الگوریتم MOCITDPC دارای میانگین مصرف توان  $-16.49dBW$  در حالی که دو الگوریتم FSPC و MOTDPC دارای میانگین مصرفی توان  $-8.225dBW$  و  $-13.9dBW$  می‌باشند.

برای ارزیابی کارایی الگوریتم‌ها در سناریوی دینامیکی از مدل دینامیکی [۳۲] استفاده شده است. بطوریکه سرعت هر کاربر معادل با  $30km/h$  می‌باشد. نتایج شکل (۸) برای ارزیابی هر سه الگوریتم در سناریوی دینامیکی است که بیانگر سرعت بالای الگوریتم MOCIDPC در رسیدن به بردار توان بهینه نسبت به دو الگوریتم دیگر است در عین حال درصد خروجی معادل با آنها دارد.



شکل ۸: ارزیابی نرم خطا و درصد خروج برای سناریوی دینامیکی

میانگین توان مصرفی در حالت دینامیکی نیز به عنوان معیار دیگری از الگوریتم‌های کنترل توان در جدول (۱) ذکر شده است. از نتایج در جدول (۱) واضح است که میانگین توان مصرفی از الگوریتم MOCIDPC نسبت به تمامی الگوریتم‌های توزیعی بسیار کمتر است. از طرف دیگر در ارزیابی الگوریتم‌های کاملاً توزیعی نیز دیده می‌شود که الگوریتم MOCITDPC کارایی بهتری از لحاظ میانگین توان مصرفی نسبت به هر دو الگوریتم کاملاً توزیعی از خود نشان می‌دهد. از آنجا که این سناریو دینامیکی است، بهتر است چگونگی دنبال نمودن الگوریتم‌های مختلف به نوسانات توان ارسالی از یک کاربر، مورد بررسی قرار گیرد. شکل (۹) نشان دهنده نمونه‌ای از توان ارسالی یک کاربر، که به دلخواه انتخاب شده است با استفاده

از الگوریتم‌های بهینه (متمرکز شده [۵])، DCPC، MODPC و MOCIDPC می‌باشد. نتایج در این شکل نشان می‌دهد که الگوریتم MOCIDPC بهتر از دیگر الگوریتم‌های توزیعی تغییرات کانال (تغییرات تداخل) را دنبال می‌کند.

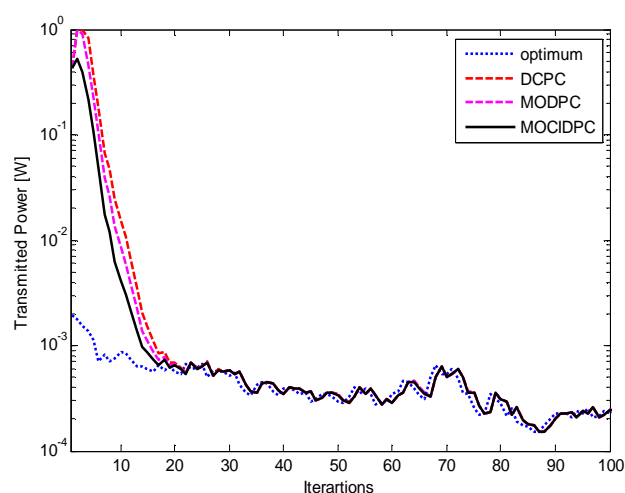
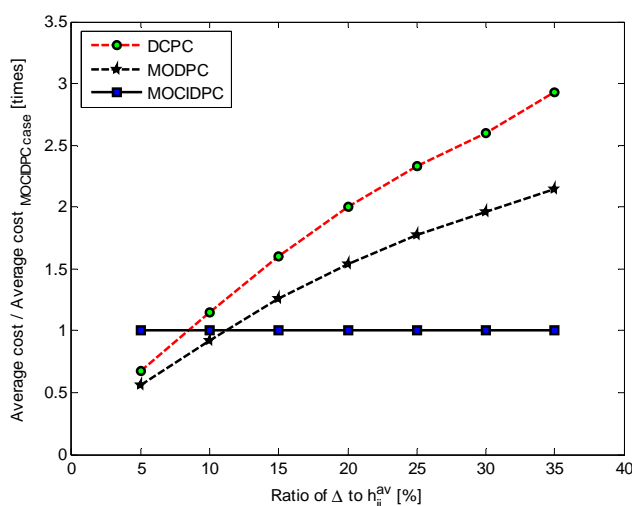
در شبیه‌سازی بعدی، از یک سیستم دو کاربره استفاده شده است، بطوریکه گین لینک همانند  $g_{ij} = s_{ij} d_{ij}^{-4}$  مدل گردیده است که  $d_{ij}$  فاصله بین ایستگاه پایه  $i$ ام و گیرنده  $j$ ام بوده و  $s_{ij}$  نیز فیدینگ سایه<sup>۱</sup> می‌باشد. مقدار SIR ماکزیمم و نویز دریافتی همانند [۱۶] به ترتیب معادل با  $\Gamma^{\text{sup}} = 6$  و  $\nu = 0.1$  فرض شده است. گین لینک نرمالیزه شده برابر با  $h_{ij} = [\mathbf{H}]_{ij} = \Gamma_i^{\text{sup}}(g_{ij}/g_{ii})$  و  $h_{ii} = 0$  می‌باشد. که حول مقدار میانگین خود به صورت زیر تغییر می‌نماید.

$$h_{ij}(t) = \max\{0, h_{ij}^{av} + \Delta h_{ij}(t)\} \quad (36)$$

که در آن  $h_{ij}$  مقدار میانگین ماتریس  $\mathbf{H}$  و  $\Delta h_{ij}$  نیز تغییرات گین لینک در هر تکرار می‌باشد که دارای توزیع یکنواخت با میانگین صفر حول  $[-\Delta_t, +\Delta_t]$  است بطوریکه  $\Delta_t = \max|\Delta h_{ij}(t)|$  می‌باشد. حال با تعریف تابع هزینه زیر مطابق با [۱۶] به مقایسه حساسیت الگوریتم‌ها نسبت به خطاهای تخمین خواهیم پرداخت.

$$\varepsilon = \frac{1}{KS} \sum_{s=1}^S \sum_{k=1}^K (\Gamma_i^S - \Gamma_i^{\text{sup}})^2 \quad (37)$$

$S$  تعداد آنالیز لحظه‌ای<sup>۲</sup> معادل با ۱۰۰۰ بار و  $K$  نیز تعداد تکرارها در هر آنالیز لحظه‌ای، معادل با ۳۰۰ تکرار در نظر گرفته شده است [۱۶]. شکل (۱۰) نشان دهنده میانگین تابع هزینه بالا با توجه به پارامتر  $\Delta_t/h_{ij}^{av}$  می‌باشد، که بر الگوریتم MOCIDPC نرمالیزه شده است. همانطور که انتظار می‌رفت الگوریتم MOCIDPC می‌بایست حساسیت به خطاهای تخمین SIR را کاهش دهد. این نکته به خوبی از شکل (۱۰) مشخص است، به طوریکه با افزایش  $\Delta_t$  (  $\Delta_t/h_{ij}^{av} > 0.1$  ) الگوریتم MOCIDPC نسبت به دو الگوریتم DPC و MODPC بیشتترین مقاومت را به تغییرات SIR نشان می‌دهد. توجه شود با توجه به اینکه الگوریتم DPC به  $\Gamma_i^{\text{sup}}$  ولی در الگوریتم MOCIDPC به مقداری در بازه  $\Gamma_{i,\text{min}}$  تا  $\Gamma_i^{\text{sup}}$  همگرا می‌گردد [۳۱] لذا به ازای تغییرات ناچیز کانال ( $\Delta_t/h_{ij}^{av} < 0.1$ )، الگوریتم DPC نسبت به الگوریتم MOCIDPC بهتر عمل می‌نماید.



شکل ۱۰:  $\frac{\text{Average}\|\Gamma(t) - \Gamma_i^{\text{sup}}\|_2}{\text{Average}\|\Gamma(t) - \Gamma_i^{\text{sup}}\|_{\text{MOCIDPC case}}}$  با توجه به تغییرات پارامتر  $\Delta_t/h_{ij}^{av}$

شکل ۹: توان ارسالی از یک کاربر به ازای الگوریتم‌های مختلف کنترل توان

<sup>1</sup> Shadow Fading  
<sup>2</sup> Snapshot analyse

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک الگوریتم کنترل توان توزیعی جدید بر مبنای بهینه‌سازی چندمنظوره ارائه شده است. این الگوریتم می‌تواند بطور همزمان سه هدف (۱- مینیمم کردن توان ارسالی ۲- نگه داشتن QOS دریافتی در یک سطح قابل قبول ۳- کمتر کردن نوسانات SIR دریافتی) را بهینه کند و نیز با شروع از هر بردار توان اولیه به یک نقطه ثابت همگرا شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که الگوریتم پیشنهادی علاوه بر سرعت همگرایی بالا از حساسیت کمتر نسبت به خطاهای تخمین و نیز میانگین توان ارسالی کمتری نسبت به دو الگوریتم DCPC و MODPC برخوردار است. لازم به ذکر است مطابق با نتایج عددی بدست آمده از نسخه عملی الگوریتم پیشنهادی، می‌توان یافت که این شیوه کارایی بهتری نسبت به روشهای FSPC و MOTDPC از خود نشان می‌دهد.

## مراجع

- [1] J. M. Aein, "Power balancing in systems employing frequency reuse," COMSAT Tech. Rev, (1973), vol. 3, no. 2.
- [2] H. Alavi, R. W. Nettleton, "Downstream power control for a spread spectrum cellular mobile radio system," Proc. IEEE GLOBECOM, (1982.), pp. 84-88.
- [3] R. W. Nettleton, H. Alavi, "Power control for a spread spectrum cellular mobile radio system," Proc. IEEE VTC'83, (1983) pp. 242-246.
- [4] J. Zander, "Performance of optimum transmitter power control in cellular radio systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, (1992) vol. 41, no. 1, pp. 57-62.
- [5] J. Zander, "Transmission power control for co-channel interference management in cellular radio systems," In Proc. Fourth WINLAB Workshop on Third Generation Wireless Information Networks, (1993), pages 241-247.
- [6] S. Grandhi and J. Zander, "Constrained power control in cellular radio systems," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf, (1994), vol. 2, pp. 824-828.
- [7] J. Zander, "Distributed co-channel interference control in cellular radio systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, (1992) , vol. 41, no. 3, pp. 305-311.
- [8] S. A. Grandhi, R. Vijayan, D. J. Goodman, "Distributed power control in cellular radio systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, (1994), vol. 42, no. 2/3/4, pp. 226-228.
- [9] H. J. Meyerho, "Method for computing the optimal power balance in multibeam satellite," Comsat Technical Review, (1974), vol. 3, no. 2.
- [10] G. J. Foschini, Z. Milijanac, "A simple distributed autonomous power control algorithm and its convergence," IEEE Trans. Veh. Technol, (1993), vol. 42, no. 4, pp. 641-646.
- [11] D. Mitra, "An asynchronous distributed algorithm for power control in cellular radio systems," In Proc. Fifth WINLAB Workshop on Third Generation Wireless Information Networks, (1993), pages 249-259.

- [12] R. Jäntti and S. Kim, "Second-order power control with asymptotically fast convergence," *IEEE J. Sel Areas Commun*, (2000), vol. 18, no. 3, pp. 447–457, Mar.
- [13] Z. Uykan and H. N. Koivo, "Sigmoid basis nonlinear power control algorithm for mobile radio systems," *IEEE Trans. Veh. Technol*, (2004), vol. 53, no. 1, pp. 265–271.
- [14] Z. Uykan and H. N. Koivo, "Proportional power control algorithm for time varying link gains in cellular radio systems," *IEEE Trans. Veh. Technol*, (2006), vol. 55, no. 1, pp. 341–349.
- [15] Z. Uykan, R. Jäntti, and H. N. Koivo, "A PI- power control algorithm for cellular radio systems," in *Proc. IEEE-ISSSTA*, (2000), vol. 2, pp. 782–785.
- [16] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung, "Variable structure control: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron*, (1993), vol. 40, no. 1, pp. 2–22.
- [17] L. Qian and Z. Gajic, "Variance minimization stochastic power control in CDMA systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, (2006), vol. 5, no. 1, pp. 193–202.
- [18] Sarat Dontula and S. Jagannathan, "Active link protection for wireless peer-to-peer and cellular networks with power control," *Proc. World Wireless Congress*, (2004), pp. 612-617.
- [19] A. I-Osery and C. Abdallah, "Distributed power control in CDMA cellular systems," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, (2000), vol. 42, no. 4.
- [20] G. Lee and S.-C. Park, "Distributed power control in fading channel," *Electronics Letters*, (2002), vol. 38, no. 13, pp. 653-654,.
- [21] S. Jagannathan, M. Zawodniok, and Q. Shang, "Distributed power control for cellular networks in the presence of channel uncertainties," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, (2006), vol. 5, no. 3, 540–549.
- [22] H. Farrokhi, M. Rezayi, "An Improved Distributed Power-Control Scheme for Cellular Mobile Systems", *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, (2012), vol.20, No.1, pp. 141,148.
- [23] M. S. Elmusrati and H. Koivo, "Multi-objective distributed power control algorithm," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.* (2002), vol. 2, pp. 812–816.
- [24] M. Elmusrati, R. Jantti, and H. Koivo, "Multi-objective distributed power control algorithm for CDMA wireless communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol*, (2007), vol. 56, no. 2, pp. 779–788.
- [25] M. Elmusrati, H. El-Sallabi, H. Koivo, "Applications of Multi-Objective Optimization Techniques in Radio Resource Scheduling of Cellular Communication Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, (2008) vol. 7, no. 1, pp. 779–788.

- [26] K. Miettinen, "Nonlinear multiobjective optimization, Boston", Kluwer Academic Publishers, (1998).
- [27] C. Coello, "A short tutorial on evolutionary multiobjective optimization," First Int. Conf. on Evolutionary Multi-Criterion Optimization, Springer-Verlag, (2001), pp. 21–40.
- [28] J. Candy, "Signal Processing- the modern approach", McGraw-Hill, (1987).
- [29] R. Yates, "A framework for uplink power control in cellular radio systems," IEEE J. Select. Areas Commun, (1995), vol. 13, pp. 1341-1347.
- [30] M. Elmusrati, M. Rintamäki, I. Hartimo and H. Koivo, "Fully distributed power control algorithm with one bit signaling and nonlinear error estimation," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf, (2003), Orlando, USA.

[۳۱] مصطفی رضایی، "معرفی یک روش کنترل توان توزیعی با بهینه‌سازی چندمنظوره و ارزیابی عملکرد آن در بهبود کنترل توان در سیستم‌های سلولار CDMA"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه بیرجند، دانشکده برق و کامپیوتر، صفحات ۱-۱۵۰، (۱۳۸۹).

- [32] H. Zhang, C. S. Chen, W. S. Wong, "Distributed Power Control for Time Varying Systems: Performance and Convergence Analysis," IEEE Trans. Veh. Technol, (2005), vol. 54, no. 5, pp. 1896–1904.